

ZJEDNOCZENIE PRZEMYSŁU
AUTOMATYKI I APARATURY POMIAROWEJ
"MERA"



ELEKTRONICZNA TECHNIKA OBLICZENIOWA



P. 3057 / 69

NOWOŚCI

3-4/1969

INSTYTUT MASZYN MATEMATYCZNYCH
DZIAŁOWY OŚRODEK INTE



P.3057 / 69

ELEKTRONICZNA TECHNIKA OBLICZENIOWA

N O W O Ś C I

Rok VIII

Nr 3-4

1969

S p i s t r e ś c i

	str.
Mgr inż. Stanisław ZAGÓRNY: Niektóre aspekty systemów zasilania EMC	3
Mgr inż. Zbigniew ŚWIĄTKOWSKI: Pomiary funkcjonalne scalonych mikroukładów cyfrowych	19
Mgr inż. Eugeniusz NOWAK, Dr inż. Zygmunt SAWICKI: Pamięci kriogeniczne	41
Mgr inż. Zofia KLAUZNICER, Mgr inż. Jan RYŻKO: Wybrane układy wzmacniaczy odczytu pamięci ferrytowych	59
Mgr inż. Jan RELUGA: Optyczne przetworniki analogowo-cyfrowe /Zastosowanie w krajowych urządzeniach cyfrowych/	101
Mgr inż. Jerzy EKNER: Giętkie płaskie kable	117
Dr Józefa KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA, Dr Antoni KWIATKOWSKI: Ferromagnetyczny dwutlenek chromu /CrO ₂ / - nowy materiał magnetyczny do wytwarzania warstw rejestrujących	141

Wydaje

INSTYTUT MASZYN MATEMATYCZNYCH

D z i a ł o w y O ś r o d e k I n f o r m a c j i N a u k o w e j
T e c h n i c z n e j i E k o n o m i c z n e j

KOMITET REDAKCYJNY

Eugeniusz Nowak, Dorota Prawdzic /red. nacz./,
Ryszard Rawski, Zbigniew Świątkowski
Witold Wudel /sekr. red./

Adres Redakcji: Warszawa, ul. Krzywickiego 34,
tel. 21-84-41, wewn. 431 lub 28-37-29

Pow. w IMM nakł. 500 egz. pap. offset kl. V g. 70 zam. 22/70,
GP-II/1416/68 INDEKS-35804

Mgr inż. Stanisław ZAGÓRNY
Instytut Maszyn Matematycznych

621.311.6:681.322

NIEKTÓRE ASPEKTY SYSTEMÓW ZASILANIA EMC*

1. Wstęp

Prawidłowe działanie urządzeń elektronicznych w dużym stopniu zależy od ograniczenia fluktuacji napięć zasilających dane urządzenie. W związku z tym zachodzi konieczność wprowadzenia układów stabilizacji w źródłach zasilania oraz odpowiedniego rozproszania energii prądu stałego do odbiorników.

Szczególnie krytyczne stają się wymagania w stosunku do stabilności napięć źródeł zasilania EMC. W miarę wzrostu szybkości działania EMC wymagania te rosną z uwagi na wynikające z impulsowego charakteru obciążenia niepożądane chwilowe spadki napięć na przewodach zasilających.

Powszechnie wykorzystuje się jako źródło energii sieć energetyczną. Układy zasilania są jakby przetwornikiem energii. Na ich wejście doprowadza się energię elektryczną w postaci prądu przemiennego, otrzymując na wyjściu napięcia stałe stabilizowane, wykorzystywane do zasilania układów podstawowych, z których zbudowana jest EMC.

Sieć energetyczna nie jest zbyt doskonałym źródłem energii do zasilania EMC ze względu na istniejące w niej stany nieustalone /przejściowe/, które przenosząc się na wyjście zasilacza w zasadniczy sposób mogą

* Artykuł niniejszy stanowi wprowadzenie do problemu. Bardziej szczegółowe opracowanie z podaniem danych liczbowych będzie przedmiotem obszerniejszej pracy, która zostanie podjęta w terminie późniejszym.

wpływać na parametry stałych napięć zasilających i poprawną pracę EMC. Fakt występowania stanów nieustalonych w sieciach energetycznych wynika z dołączania do nich dużych obciążeń, powstawania zwarć itp. Czynniki te mogą powodować spadki napięcia w sieciach zasilających, prowadząc nawet do krótkotrwałych zaników napięcia.

Walka z tego rodzaju ujemnymi zjawiskami polega m.in. na stosowaniu w systemie zasilania zespołów maszynowych. Zespół taki składa się z silnika, prądnicy oraz zasobnika energii w postaci koła zamachowego. Oprócz galwanicznej separacji odbiorników energii od sieci zasilającej uzyskuje się eliminację wpływu krótkotrwałych zaników napięcia zasilającego silnik - na prądnicę, dzięki zasobnikowi energii /koło zamachowe/.

Warto nadmienić, że w przypadku stosowania zasilania maszynowego istnieje jednocześnie możliwość uzyskania przemiany częstotliwości a przez to - zmniejszenia gabarytów zasilacza.

Walka ze stanami przejściowymi występującymi w obwodach napięć stałych polega na odpowiednim rozwiązaniu problemu roprowadzenia energii. Ogólnie biorąc jest to zagadnienie bardzo złożone i trudne, ze względu na konieczność uwzględnienia wielu parametrów elektrycznych i konstrukcyjnych.

W artykule niniejszym zrobiono próbę analizy szkodliwych zakłóceń w obwodach zasilania i ziemi, a także starano się przedstawić praktyczne propozycje /wskazówki/ odnośnie wyboru podstawowych rozwiązań konstrukcyjnych.

2. Zakłócenia w obwodach zasilania

Przy projektowaniu systemu doprowadzenia zasilania do układów elektronicznych, wylania się zagadnienie, które można by sformułować w sposób następujący: jak zaprojektować system doprowadzenia zasilania, ażeby zakłócenia powstające przy przepływie prądów układów elektronicznych na przewodach zasilania i ziemi, nie przewyższyły wartości dopuszczalnej dla danych układów.

Aby rozwiązać to zagadnienie trzeba przede wszystkim poznać:

- . Charakter oraz wartości prądów w przewodach zasilania i ziemi przy jednoczesnej pracy układów elektronicznych. Można przyjąć, że źródłami zakłóceń będą składowe zmienne prądów układów.
- . Charakter oraz wartości oporności przewodów zasilania i ziemi.

2.1. P o w s t a w a n i e i t ł u m i e n i e z a k ł ó c e ń

Sieci logiczne EMC budowane są z bardzo dużej ilości jednakowych, powtarzających się montażowo i konstrukcyjnie części, co pozwala na przyjęcie przy analizie zakłóceń stosunkowo prostego schematu zastępczego, dostatecznie wiernie odtwarzającego procesy zachodzące w rzeczywistych urządzeniach.

Układy logiczne łączą się ze sobą przez:

- . przewody sygnałów,
- . przewody zasilania*

Przewodami sygnałów przekazywane są informacje w postaci impulsów prądu i napięcia, natomiast przewody zasilania służą do rozprowadzania i dostarczania energii do układów. W przypadku zasilania układów z jednego źródła do dostarczenia energii potrzebne są dwa przewody: doprowadzający, tzw. "gorący" i powrotny, tzw. "zimny". Zwykle jednak zachodzi konieczność zasilania układów kilkoma różnymi napięciami i wtedy dla zmniejszenia ilości przewodów często stosuje się jeden przewód powrotny wspólny dla wszystkich źródeł zasilania połączony z korpusem urządzenia. Nazywamy go wówczas przewodem uziemienia lub po prostu ziemią.

W stanie ustalonym płyną w przewodach zasilania prądy o określonej wartości. W tym przypadku warunkiem prawidłowej pracy obwodów zasilania jest takie ich zaprojektowanie, aby spadki napięć na przewodach

* Najogólniej przez przewody zasilania należy rozumieć przewody od zacisków wyjściowych zasilacza do punktów zasilających odbiornika /a więc np. przewody ram, kaset, jak również ścieżki napięć zasilających na pakietach/.

nie przekraczały określonej wartości, albo inaczej - aby stanowiły one dopuszczalną część wartości napięcia źródła zasilania.

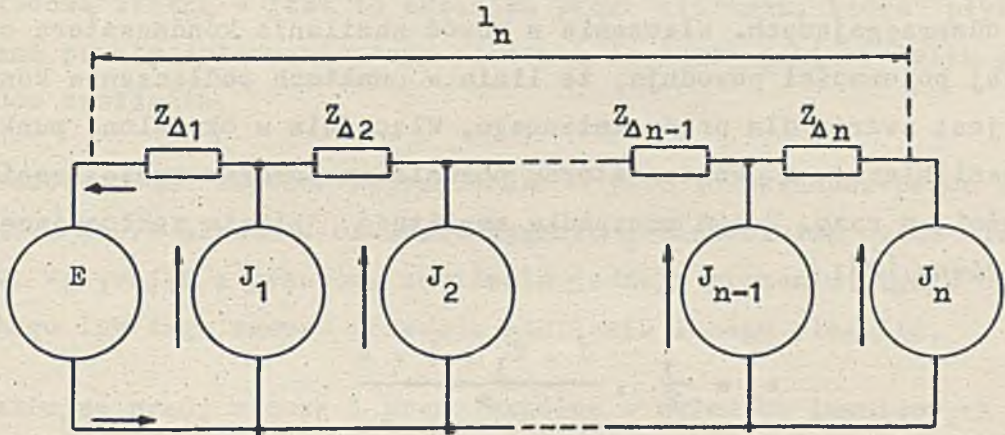
W trakcie zmiany stanu elementów logicznych następuje zmiana obciążenia źródeł zasilania. W przewodach zasilania płyną prądy impulsowe, dając szkodliwe, chwilowe spadki napięć, które nie powinny przekraczać wartości, dopuszczalnych dla określonego typu elementów. Prądy impulsowe płyną do chwili ustalenia się w przewodach zasilania nowej wartości prądu odpowiadającej nowemu poborowi prądu ze źródła zasilania. W przewodzie ziemi płynie prąd sumaryczny, w skład którego mogą wchodzić zarówno przyrosty prądów zasilania jak i prądy obwodów sygnałowych. Ma to miejsce wówczas, gdy przewód ziemi /zasilania/ wykorzystywany jest jako przewód powrotny dla obwodów sygnałowych.

Spadki napięcia powstające na impedancji przewodów przy przepływie prądów przejściowych powodują pojawienie się sygnału zakłócającego, którego wartość zależy od wartości przepływającego prądu oraz impedancji i długości linii.

Ponieważ spadki napięć na przewodach zasilania z założenia powinny być małe zarówno w stosunku do napięć zasilających, jak i do sygnałów informacji, można więc w rozważaniach niniejszych traktować wartość przyrostu prądu elementu, niezależnie od napięcia na przewodach, tj. można element zastąpić generatorem prądu. Impedancja przewodów zasilania jest w ogólnym przypadku zespolona i jest określana nie tylko przez sam przewód, lecz także przez bliskość sąsiednich obwodów, tworzących sprzężenia pojemnościowe i magnetyczne. Zwykle impedancja przewodów zasilania jest znacznie mniejsza od impedancji obwodów sąsiednich, więc dla uproszczenia rozważań można pominąć wpływ sąsiednich obwodów i rozpatrywać parametry samej linii.

Dla przeprowadzenia analizy podstawowych procesów zachodzących w przewodach zasilania w pierwszym przybliżeniu można przyjąć schemat zastępczy /rys. 1/ przedstawiający źródło zasilania E o oporności wewnętrznej równej zero, generatory prądu $J_1 + J_n$, zastępujące elementy logiczne oraz oporności reaktancyjne $Z_{\Delta 1} + Z_{\Delta n}$, określone jako impedancja linii między punktami podłączenia elementów. Przyjmujemy, że impedancje przewodów doprowadzającego i powrotnego są sobie równe, tzn.

$Z_{\Delta 1} = \frac{Z_{\Delta 1}}{2} + \frac{Z_{\Delta 1}}{2}$ itd., albo inaczej, że wartość $Z_{\Delta 1}$ charakteryzuje impedancję przewodu doprowadzającego zasilanie. Takie założenie można w pierwszym przybliżeniu uczynić, ponieważ impedancja przewodu ziemi jest z reguły znacznie mniejsza od przewodu zasilającego.



Rys. 1. Schemat zastępczy do analizy procesów zachodzących w przewodach zasilania

Przy zmianie stanu przez grupę elementów logicznych w przewodzie zasilania płynie prąd sumaryczny dający spadek napięcia e_n na łańcuchu impedancji $Z_{\Delta k}$. Wartość tego napięcia osiąga maksimum w przypadku przełączania wszystkich elementów. Zakładając dla uproszczenia obliczeń, że wszystkie impedancje i prądy są jednakowe, przy n pracujących elementach wartość napięcia e_n wyraża się następująco [2]:

$$e_n = \frac{1}{2} \cdot J \cdot Z_{\Delta} \cdot n^2.$$

Przy uwzględnieniu, że wyrażenie $Z_{\Delta} \cdot n$ charakteryzuje całkowitą impedancję przewodu zasilania i po wprowadzeniu impedancji przewodu Z_1 na jednostkę długości l otrzymamy:

$$e_n = \frac{1}{2} \cdot J \cdot Z_1 \cdot l \cdot n.$$

Z otrzymanego wyrażenia widać, że dla zmniejszenia wartości zakłóceń e_n należy dążyć do zmniejszania: prądu elementu, impedancji jednost-

kowej i długości przewodu, a także ilości dołączonych elementów /odbiorników/.

Efekt zmniejszenia długości linii można uzyskać przez miniaturyzację elementów, zastosowanie równoległych obwodów zasilania i kondensatorów odsprzęgających. Włączenie w obwód zasilania kondensatora o dostatecznej pojemności powoduje, że linia w punktach podłączenia kondensatora jest zwarta dla prądu zmiennego. Włączenie w określone punkty linii zasilającej m kondensatorów pozwala na pozorne zmniejszenie jej długości m razy. W tym przypadku amplituda napięcia zakłócającego będzie równa [2]:

$$e_n = \frac{1}{2} \cdot \frac{J \cdot Z_1 \cdot l \cdot n}{m}$$

czyli e_n zmniejsza się m razy. Przy stromych zboczach impulsów prądu może okazać się koniecznym przyjęcie $m = n$, tj. zastosowanie odsprzęgającego kondensatora przy każdym elemencie logicznym. W tym przypadku prąd impulsowy każdego elementu będzie się zamykał przez kondensator. Stosując kondensatory wygładzające, można dostatecznie zmniejszyć wartość prądu impulsowego, a przez to zmniejszyć wartość napięcia zakłóceń. Jednakże przeciwstawia się temu istnienie w rzeczywistych kondensatorach szkodliwej indukcyjności oraz indukcyjności odcinków przewodów zasilania między kondensatorami a elementami /w przypadkach gdy $m < n$ /.

2.2. P r ą d y w p r z e w o d a c h z a s i l a n i a i z i e m i w c z a s i e p r a c y u k ł a d ó w l o g i c z n y c h

W wyniku tego, że zakłócenia na przewodach zasilania i ziemi powstają na skutek zmian prądów płynących w układach logicznych związanych ze zmianą ich stanu, celem określenia napięcia zakłóceń należy poznać podstawowe parametry prądu elementu: mianowicie składową zmienną przełączania /przyrost prądu - skok/ oraz czas przełączania. Dalej przez wyrażenie "prąd" /jeśli specjalnie nie zaznaczymy tego inaczej, będziemy rozumieli przyrost prądu /dodatni lub ujemny/, a zbocza impulsów prądów będziemy traktowali jako zmienne liniowo. Poza tym, jak podano wyżej,

układy w odniesieniu do przewodów zasilania mogą być rozpatrywane jako generatory prądu.

Prądy układów logicznych mają dwie następujące składowe:

- . Składową własną - jest to składowa prądu elementu, która płynie przez punkty dołączania tego elementu do dwóch jakichkolwiek przewodów zasilania.
- . Składową prądu wspólną /sprzężenia/ - jest to składowa prądu elementu, która płynie w obwodzie sygnału jakichkolwiek dwóch elementów. Wpływając z przewodu zasilania jednego elementu płynie ona do innego lub tego samego przewodu zasilania innego elementu.

Rozpatrując prądy własne i prądy wspólne w układach impulsowych można stwierdzić, że przełączaniu elementów z jednego stanu w drugi towarzyszą przepływy prądów zarówno własnych jak i wspólnych.

Znajomość tych składowych /własnych i wspólnych/ jest punktem wyjścia do zastosowania określonych sposobów walki z zakłóceniami celem ich zmniejszenia. Stosowane metody /jak będzie to podane niżej/ wpływają w różny sposób na ograniczenie zakłóceń.

W przypadku określania poziomu zakłóceń przyjmuje się prądy najbardziej niekorzystne z punktu widzenia wywoływanych przez nie zakłóceń, tzn. prądy z minimalnym nachyleniem zbrocza i maksymalną amplitudą. Należy także uwzględniać kierunki prądów w odniesieniu do przewodów zasilania, ponieważ określają one znak zakłóceń, a niekiedy także i ich wartość, co ma miejsce wtedy, gdy zakłócenie zostaje wywołane prądami o różnych kierunkach.

Jeżeli w wyniku obliczeń amplituda zakłóceń przewyższa dopuszczalną, założoną wartość, należy zastosować odpowiednie środki celem ich zmniejszenia.

2.3. P a r a m e t r y p r z e w o d ó w z a s i l a n i a

Od charakteru i wartości oporności przewodów zasilania i ziemi zależą występujące na nich amplitudy zakłóceń. We współczesnych szybkich EMC przewody zasilania wykonywane są w postaci przewodów miedzianych

o przekroju okrągłym bądź prostokątnym /taśma/, a nawet w postaci płaszczyzn metalowych.

Przy prądach zmiennych, poczynając od określonej ich częstotliwości, występuje zjawisko tzw. "naskórkowości" powodujące wzrost oporności przewodów. Jeżeli wymiary poprzeczne przewodu są porównywalne z głębokością wnikania, wówczas należy uwzględniać wzrost oporności powstały na skutek występowania tego zjawiska oraz ewentualnego występowania zjawiska zbliżenia przewodów.

Rezystancję przewodu z uwzględnieniem efektu tzw. naskórkowości można wyrazić jako funkcję częstotliwości [3] przy $f > f_0$ / f_0 - częstotliwość, przy której zaczyna występować efekt naskórkowości/

$$R/f/ = k \cdot f^{\frac{1}{2}}$$

gdzie k jest współczynnikiem uwzględniającym zarówno kształt i rodzaj materiału, z którego wykonany jest przewód, jak i głębokość wnikania.

Ponieważ prądy w przewodach zasilania mają charakter impulsowy, a nie sinusoidalny, więc dla liniowo narastającego zbocza efektywną górną granicę widma częstotliwości można określić następująco [2]: $f = \frac{0,4 + 0,5}{t_n}$ gdzie t_n jest czasem narastania impulsu. Przyjmując tę wielkość jako częstotliwość f przy określaniu oporności czynnej przewodu otrzymamy dla prądu o liniowo zmieniającym się zboczu i $f > f_0$:

$$R/t_n/ = c \cdot t_n^{-\frac{1}{2}}$$

gdzie c oznacza odpowiednik współczynnika k .

Indukcyjność prostoliniowego izolowanego przewodu o długości l i średnicy d przy wyraźnie występującym zjawisku naskórkowości można wyrazić w postaci zależności [3]:

$$L = 0,2 \frac{l}{\ln \frac{4l}{d}} - 1/$$

↑ ↑

[μH] [m]

Indukcyjność prostoliniowego przewodu o przekroju prostokątnym /wymiarach poprzecznych: b, c/ w warunkach analogicznych jak dla przewodu okrągłego, można wyrazić wzorem [3]:

$$L = 0,2 \frac{l}{\ln \frac{2l}{b+c}} + 0,5 \frac{l}{b+c} .$$

\uparrow \uparrow
[μH] [m]

Podczas przepływu prądu o liniowo zmieniającym się zboczem spadku napięcia na indukcyjności wynosi [2]:

$$U_L = L \frac{di}{dt} = \frac{L}{t_n} \cdot i_m ,$$

gdzie i_m - maksymalna wartość prądu. Wyrażenie L/t_n w tym przypadku traktować można jako oporność indukcyjną przewodu.

Do dalszej analizy musimy określić stosunek oporności czynnej do oporności indukcyjnej przewodów zasilania:

$$K = \frac{R/t_n}{L/t_n} = \frac{R/t_n \cdot t_n}{L} .$$

Analizując to wyrażenie można stwierdzić, że powyżej określonej średnicy przewodów i poniżej określonych czasów narastania impulsów oporność czynna stanowi małą część oporności indukcyjnej przewodu. Stąd wniosek, że przy analizie zakłóceń na przewodach zasilania szybkich EMC z dostateczną dla praktyki dokładnością można pominąć oporność czynną przewodów i uwzględniać tylko oporność indukcyjną.

3. Sposoby ograniczania poziomu zakłóceń /wywoływanych prądami w przewodach zasilania/

Poziom zakłóceń, wywołany prądami w przewodach zasilania określa się z wyrażeniami: $L \frac{di}{dt}$ oraz $M \frac{di}{dt}$. Jak z tego widać zakłócenia określone są za pomocą wartości indukcyjności własnej i wzajemnej oraz szybkości zmian prądów płynących w przewodach zasilania. Ograniczenie zakłóceń polega więc na zastosowaniu różnych sposobów zmniejszających te

wartości. Niżej podane metody zmniejszania zakłóceń wpływają w różny sposób na zakłócenia, wywoływane przez prądy własne i prądy wspólne elementów.

Przyjęte sposoby ograniczania zakłóceń wywoływanych przez prądy w przewodach zasilania opierają się na następujących zasadach:

- a. Zmniejszenia szybkości zmian prądów w przewodach zasilania uzyskiwane poprzez zastosowanie indywidualnych kondensatorów odsprzęgających /umieszczonych dostatecznie blisko układów/.
- b. Zmniejszenia własnych i wzajemnych indukcyjności przewodów zasilania uzyskiwane za pomocą kompensacji strumienia magnetycznego, wywoływanego prądami w przewodach zasilania.
- c. Zmniejszenia długości tych odcinków przewodów zasilania, które są odcinkami wspólnymi dla prądów różnych elementów EMC.

W zależności od potrzeb wyżej podane sposoby należy wykorzystywać indywidualnie lub łącznie. Zależy to od żądanego zmniejszenia poziomu zakłóceń.

3.1. Z m n i e j s z a n i e z a k ł ó c e ń w p r z e w o d a c h z a s i l a n i a p r z e z s t o s o w a n i e k o n d e n s a t o r ó w

Jednym z najbardziej prostych środków pod względem technicznym jest stosowanie kondensatorów wygładzających. Zastosowanie tych elementów zwykle nie powoduje zmiany konstrukcji montażowej.

Kondensatory wygładzające z reguły umieszcza się między przewodami zasilania i przewodem ziemi bezpośrednio przy punktach dołączenia układu elektrycznego do przewodów zasilania. Tak dołączone i naładowane do wartości napięcia zasilania, odgrywają one rolę jakby indywidualnych źródeł zasilających dany układ. Interpretacja taka może służyć tylko do przybliżonego wyjaśnienia zjawiska w bardzo uproszczonym schemacie zastępczym. Rzeczywiste bowiem procesy zachodzące przy stosowaniu indywidualnych kondensatorów są dostatecznie złożone [2] z uwagi na występowanie indukcyjności własnej kondensatora.

Indukcyjność własna kondensatora jest określona przede wszystkim przez indukcyjność jego wyprowadzeń. Składają się na nią montażowe końcówki wyprowadzeń, przedłużenia wewnątrz korpusu kondensatora oraz niektóre inne elementy składowe kondensatora jak np. taśma i folia. Dla wstępnego szacunku można przyjąć, że im kondensator ma większe gabaryty, tym większa jest wartość jego szkodliwej indukcyjności.

Kondensatory wygładzające umieszcza się z reguły przy układach, bezpośrednio na pakietach. Zarówno typ jak i wartość pojemności kondensatorów są uzależnione od rozwiązania układowo-konstrukcyjnego EMC, a ich wpływ na prądy własne i prądy wspólne elementów EMC jest różny.

Wpływ indywidualnych kondensatorów wygładzających na zakłócenia od prądów wspólnych polega na tym, że zabezpieczając połączenia między przewodami zasilania dla składowej zmiennej prądu, pozwalają one na skracanie długości drogi przepływu prądów wspólnych elementów w przewodach zasilania, a tym samym prowadzą do powstawania mniejszego poziomu zakłóceń.

Z powyższego wynika, że odpowiednio dobrane i umieszczone kondensatory wygładzające mogą zapewnić właściwą pracę urządzenia. Należy przy tym pamiętać, że zastosowanie kondensatorów trzeba zaliczyć do jednego z najbardziej prostych technicznie środków. Ich wybór pod względem typu i wartości pojemności zależy od określonych wymagań dotyczących poziomu zakłóceń na przewodach zasilania.

3.2. K o m p e n s a c y j n a m e t o d a z m i a n y p a r a - m e t r ó w p r z e w o d ó w z a s i l a n i a

Jeżeli założymy, że przewody zasilania tworzą pewien system składający się z określonej ilości przewodów o jednakowych wymiarach i odległościach między sobą /system idealny: odległości między osiami dowolnych dwóch przewodów systemu są równe/, to suma prądów płynących w danym systemie przewodów jest równa zero.

Z uwagi na magnetyczne sprzężenia między przewodami uzyskuje się zmniejszenie wypadkowej indukcyjności w porównaniu z własną indukcyjnością izolowanego prostoliniowego przewodu. Dzieje się tak na skutek

zależności $L_w = L - M$, gdzie L - indukcyjność własna, M - indukcyjność wzajemna.

Zmniejszenie indukcyjności wypadkowej w porównaniu z indukcyjnością własną izolowanego prostoliniowego przewodu wywołuje oczywiście zmniejszenie napięcia zakłóceń. Krotność zmniejszenia napięcia zakłóceń jest określana przez stosunek L/L_w .

Na podstawie analizy stosunku L/L_w można w przybliżeniu stwierdzić, że przy realizacji konstrukcyjnej przewodów zasilania np. w postaci okrągłych drutów przedstawiona wyżej metoda pozwala na zmniejszenie poziomu zakłóceń od prądów własnych elementów praktycznie od 2 do 3 razy. Uzyskanie większejrotności zmniejszenia napięcia zakłóceń prowadzi do technologicznie niekorzystnych rozwiązań konstrukcyjnych polegających na bliskości względem siebie przewodów zasilania, z czym wiążą się trudności przyłączania do nich elementów EMC.

Przytoczony sposób zmniejszania zakłóceń na przewodach zasilania jest słuszny tylko dla prądów własnych, natomiast nieskuteczny dla prądów wspólnych. Albowiem prąd wspólny płynący w dowolnym przewodzie zasilania nie ma równego co do wartości i przeciwnego co do znaku - prądu płynącego w innym przewodzie zasilania. A więc nie zachodzi tu kompensacja strumieni magnetycznych, wytwarzanych przez prądy wspólne, i nie zachodzi zmniejszenie wypadkowej indukcyjności przewodów zasilania.

W celu zmniejszenia napięcia zakłóceń na przewodach zasilania od prądów wspólnych należy stosować np. sposób polegający na użyciu tzw. "skrętek" do okablowania logicznego. Przez "skrętkę" rozumie się dwa przewody, z których jednym przesyłany jest sygnał, drugi zaś jest przewodem powrotnym. Te dwa przewody są ze sobą odpowiednio skręcone i dołączone do przewodów zasilania, tworząc określony obwód dla składowej zmiennej prądu /zakładamy istnienie kondensatorów wygładzających pomiędzy przewodami zasilania/. Dzięki magnetycznemu sprzężeniu pomiędzy przewodnikami "skrętki" /w której przewodach prądy mają przeciwne kierunki/ następuje zmniejszenie indukcyjności wypadkowej, prowadzące w konsekwencji do zmniejszenia zakłóceń. Praktyczne zmniejszenie zakłóceń w wyniku zastosowania "skrętek" jest kilkakrotne.

Jednakże przy stosowaniu "skrętek" należy się liczyć ze wzrastającą pojemnością między przewodami: sygnałowym i powrotnym. Także pewną ujemną cechą tej metody są komplikacje montażowe. Przyjęcie tego sposobu zaleca się więc głównie w takich przypadkach, gdy mamy do czynienia ze znacznymi odległościami i dużymi prądami w obwodach.

3.3. O g r a n i c z a n i e w s p ó l n y c h d r ó g p r z e - p ł y w u p r ą d ó w r ó ż n y c h e l e m e n t ó w

Dobłą metodą pozwalającą na zmniejszenie napięcia zakłóceń zarówno od prądów własnych jak i od prądów wspólnych jest metoda, polegająca na skróceniu wspólnych odcinków przepływu prądów różnych elementów logicznych na przewodach zasilania. Realizacja techniczna tej metody polega na dodaniu do głównych przewodów zasilających połączeń dodatkowych, "poprzecznych", skracających drogi przepływu prądu. Inaczej mówiąc jest to kierunek działania zmierzający do zastosowania metalowych płaszczyzn jako przewodów zasilania.

Efekty polegające na zmniejszeniu napięcia zakłóceń i wynikające ze stosowania wyżej podanego sposobu zależą od ilości zastosowanych dodatkowych połączeń "poprzecznych" między "głównymi" przewodami zasilającymi. Gęstość instalacji poprzecznych połączeń nie przedstawia z technologicznego punktu widzenia większych trudności realizacyjnych przy odległościach poprzeczek wynoszących około kilkunastu centymetrów.

3.4. P r z e w ó d z i e m i w p o s t a c i m e t a l o w e j p ł a s z c z y z n y

Rozwiązaniem konstrukcyjno-montażowym, które w zasadniczym stopniu skraca drogę przepływu prądów jest metalowa płaszczyzna. W pierwszej kolejności metalowe płaszczyzny stosuje się jako przewody ziemi. Dzięki takiemu rozwiązaniu konstrukcyjnemu można znacznie zmniejszyć napięcie zakłóceń.

Metalową płaszczyznę wykonuje się z niemagnetycznego materiału /miedź, aluminium/. Może ona jednocześnie spełniać np. rolę konstrukcji wspornej do mocowania łączówek i przewodnic dla pakietów. Może ona także być zewnętrzną warstwą pakietu od strony montażu elementów itp.

Zastosowanie metalowej płaszczyzny jako uziemienia powoduje także zmniejszenie indukcyjności przewodów zasilania. Wiadomo bowiem, że indukcyjność przewodu położonego równoległe do powierzchni przewodzącej przy zastosowaniu jej jako przewodu powrotnego jest mniejsza od indukcyjności prostego przewodu izolowanego. Krotkość zmniejszania indukcyjności zależy od odległości przewodu od powierzchni przewodzącej.

Dodać należy, że indukcyjna oporność metalowej płaszczyzny jest bardzo mała, a więc i wartość napięcia zakłóceń na ziemi zmniejsza się w sposób radykalny.

Metoda ta pozwala na efektywne rozwiązanie problemu zakłóceń wywołanych zarówno przez prądy własne, jak też i prądy wspólne, gdyż znacznie zmniejsza indukcyjną oporność ziemi, przez którą zamykają się prądy wspólne. Poza tym metalowa płaszczyzna odgrywa rolę ekranu elektromagnetycznego, dzięki czemu zwiększa się odporność systemu na zakłócenia. Należy jednak mieć na uwadze i uwzględniać pojemności obwodów względem powierzchni. Wnoszą one dodatkowe obciążenia elementów.

3.5. P r z e w o d y z a s i l a n i a i z i e m i w p o s t a c i m e t a l o w y c h p ł a s z c z y z n

Dalsze radykalne zmniejszenie zakłóceń na przewodach zasilania uzyskuje się przez odpowiednie rozwiązania konstrukcyjne, a mianowicie przez zastosowanie pełnych metalowych płaszczyzn jako przewodów zasilania i ziemi. Zwykle przewody te wykonuje się w postaci równoległych metalowych płaszczyzn położonych blisko siebie i rozdzielonych izolacyjnymi przekładkami o możliwie dużej stałej dielektrycznej. Dzięki zastosowaniu metalowych płaszczyzn uzyskuje się małą oporność indukcyjną, która zostaje dodatkowo obniżona dzięki wzajemnej kompensacji strumieni magnetycznych od prądów własnych i prądów wspólnych z uwagi na bliskość dróg przepływu prądów. Poza tym metalowe płaszczyzny jako przewody zasilania charakteryzują się znaczną pojemnością, która także przyczynia się do obniżania poziomu zakłóceń.

Wybór tego lub innego sposobu zmniejszania zakłóceń na przewodach zasilania wiąże się z określonym rozwiązaniem konstrukcyjnym EMC. Konstrukcja ta powinna ograniczać amplitudy zakłóceń do poziomu dopuszczal-

nego a jednocześnie być możliwie tania i prosta. Należy zawsze zaczynać od analizy możliwości zastosowania prostych konstrukcji a następnie przechodzić do bardziej złożonych.

Warto dodać, że przy wykorzystaniu szybkich elementów logicznych do budowy EMC stosuje się zazwyczaj metalowe płaszczyzny w charakterze przewodu uzziemienia, zaś pozostałe przewody zasilania wykonuje się w postaci taśm bądź drutów z połączeniami uzupełniającymi.

Literatura

- [1] Cure Switching System Noise Problems with this Straightforward Procedure for Isolating Switching Circuits from Power Line Noise. Electronic Design, August 16, 1966.
- [2] W.G. PIEKIELIS, W.J. SIMHES: Parazytnyje sviazi i navodki w bystrodiejstvujuszczich ECWM. Izdatielstvo Nauka i tiechnika. Minsk 1967.
- [3] J. KIJAK, J. EBERT: Podzespoły radiotechniczne. Wydawnictwo MON 1961.
- [4] Poradnik Radio i Teleelektryka. Elementy i podzespoły. Praca zbiorowa. Państwowe Wydawnictwa Techniczne. Warszawa 1959.
- [5] J. ŻYDANOWICZ: Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1966.

Mgr inż. Zbigniew ŚWIĄTKOWSKI
Instytut Maszyn Matematycznych

621.317.799:681.325:

POMIARY FUNKCJONALNE SCALONYCH MIKROUKŁADÓW CYFROWYCH

1. Wstęp

Pomiary funkcjonalne mają na celu sprawdzenie czy dany układ posiada określone właściwości funkcjonalne, tzn. czy w trakcie eksploatacji będzie się zachowywał zgodnie z ustalonymi wymaganiami. W odniesieniu do mikroukładów cyfrowych bada się czy układ realizuje założoną funkcję logiczną, czy wartości napięć i prądów na wejściu i wyjściu układu zawierają się w założonych granicach oraz czy spełnione są zależności czasowe między sygnałami na wejściu i wyjściu.

Ze względu na stosunkowo krótki okres rozwoju techniki mikroelektrycznej nie zostały jeszcze wypracowane standardowe metody opisu właściwości funkcjonalnych mikroukładów i jednoznaczna metodyka badania tych układów. Technika pomiarowa w większości wypadków wzorowana jest na pomiarach tranzystorów, jednak z powodu dużego skomplikowania układów pomiary są tutaj znacznie bardziej złożone i pracochłonne. W związku z tym b. istotnym staje się problem przyrządów pomiarowych.

W niniejszej pracy zajmiemy się niektórymi zagadnieniami z zakresu metodyki pomiarów funkcjonalnych. Omówimy tutaj ogólne zasady pomiarów parametrów statycznych i dynamicznych, a następnie podamy przykłady rozwiązania urządzeń kontrolno-pomiarowych.

2. Charakterystyka techniczna mikroukładów cyfrowych

Parametry techniczne opisujące właściwości mikroukładów cyfrowych można podzielić na kilka grup. Do pierwszej grupy należą wartości gra-

niczne czynników wymuszających, takich jak prąd, napięcie, temperatura itp. Ich przekroczenie może spowodować zniszczenie mikroukładów. Wartości tych parametrów są określone przez producenta i z reguły nie podlegają sprawdzeniu przez użytkownika.

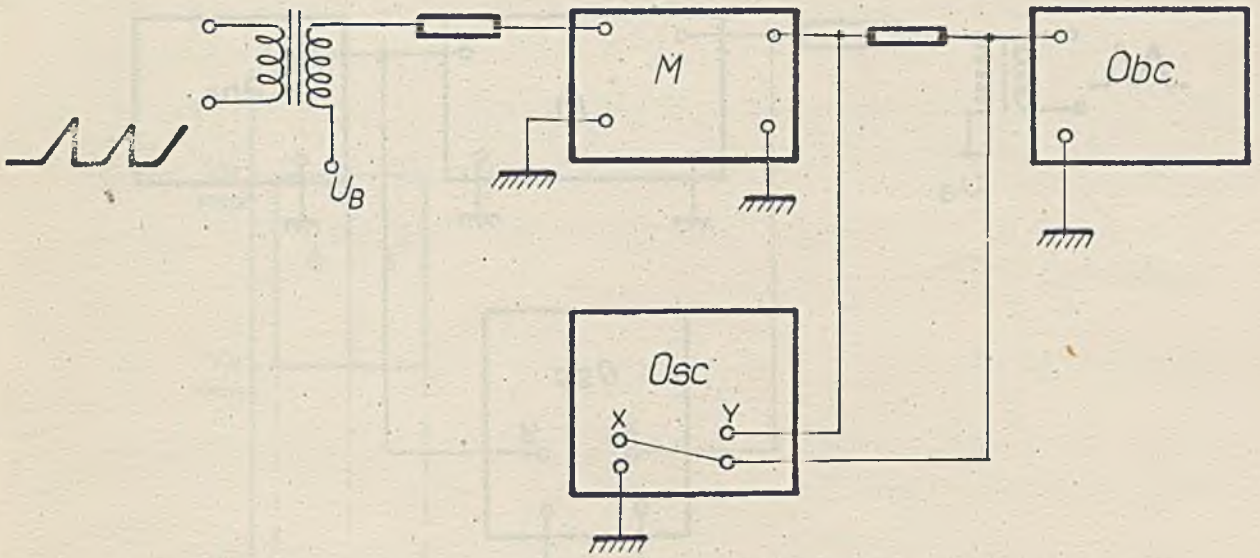
Do drugiej grupy należą parametry funkcjonalne, w których można wyróżnić parametry określające właściwości statyczne układu, tj. wartości prądów i napięć na wejściu i wyjściu układu w stanie ustalonym oraz parametry określające właściwości dynamiczne, tj. zależności czasowe między sygnałami na wejściu i wyjściu tego układu.

Parametry powyższe mają podstawowe znaczenie dla prawidłowego funkcjonowania urządzenia wykorzystującego dany typ mikroukładów i z tego powodu ich kontrola musi być przeprowadzana zarówno przez producentów jak i użytkowników. Niekiedy dodatkowo w katalogach są zamieszczane typowe charakterystyki, przedstawiające zależności funkcjonalne tych parametrów od warunków pracy elementu, co znacznie ułatwia dobór warunków optymalnych.

Do trzeciej grupy należą parametry określające właściwości mikroukładów pod względem niezawodności działania. Wymienia się tu różne testy kwalifikacyjne /burn in tests/, wyniki prób przechowywania i pracy pod obciążeniem w dłuższym okresie czasu oraz podaje się wartości wskaźników intensywności uszkodzeń.

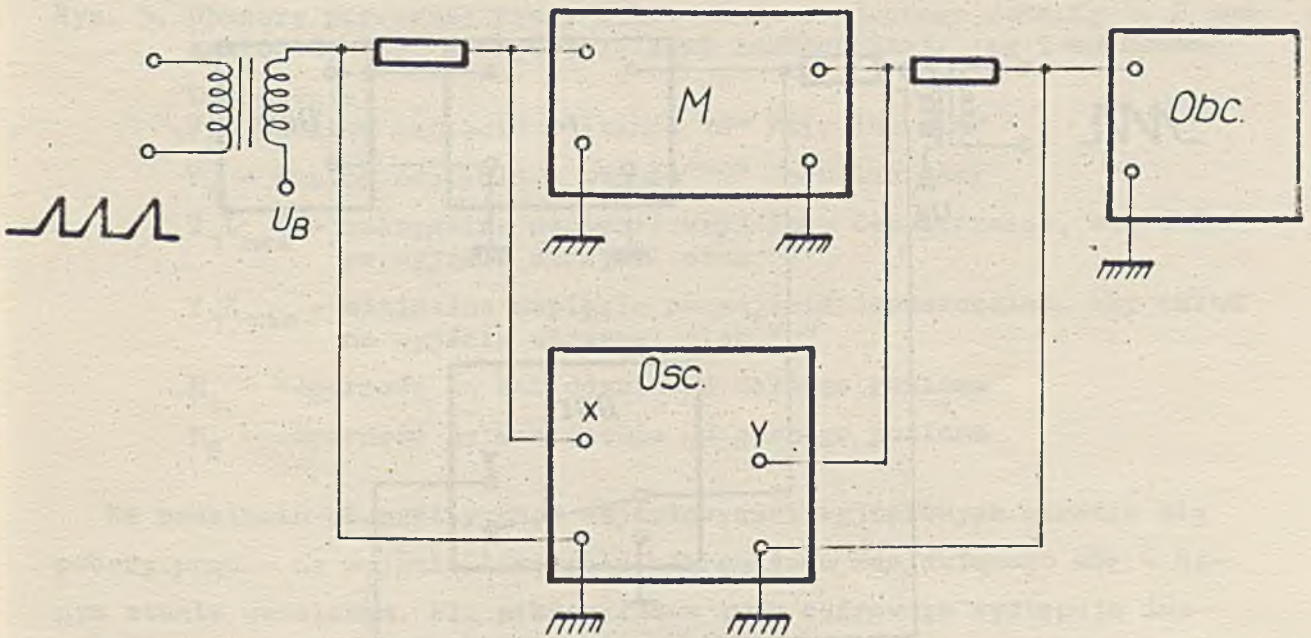
3. Pomiary parametrów statycznych

Najogólniej można rozpatrywać mikroukłady jako `black box` z dwoma zaciskami wejściowymi i dwoma zaciskami wyjściowymi. Celem zdjęcia statycznych charakterystyk wejściowych /zależność pomiędzy napięciem wejściowym i prądem wejściowym/, wyjściowych /zależność pomiędzy napięciem wyjściowym i prądem wyjściowym/ i napięciowej charakterystyki przejściowej /zależność napięcia wyjściowego od napięcia na wejściu mikroukładu/ można posłużyć się układami pomiarowymi przedstawionymi na rys. 1, 2, 3 i 4. Szczególne znaczenie ma charakterystyka przejściowa, zwana niekiedy charakterystyką przenoszenia układu. Pozwala ona na określenie warunków stabilnego przekazywania sygnałów w sieciach logicznych złożonych z wielu warstw elementów logicznych [1].

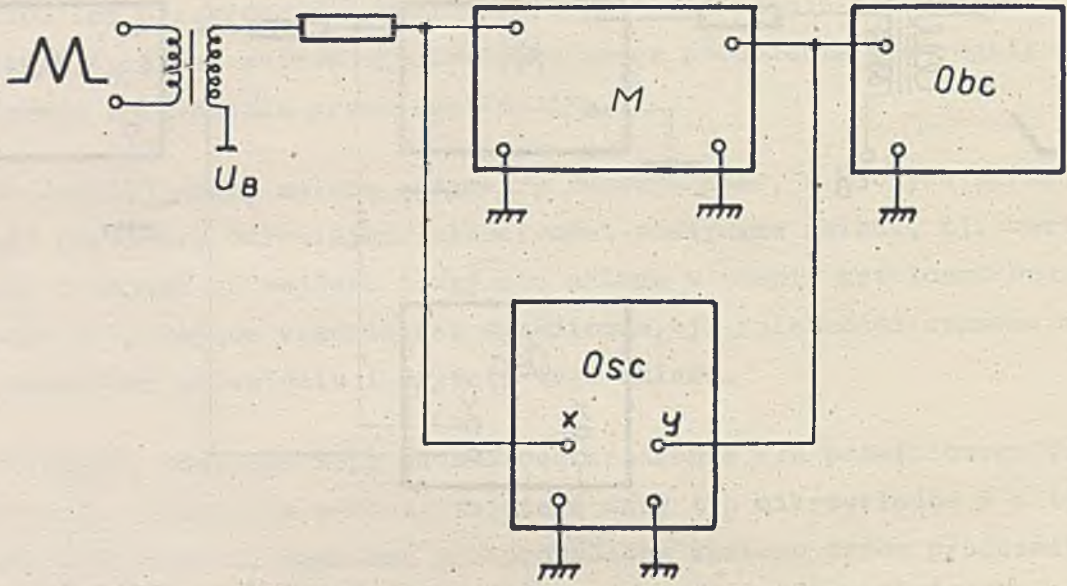


Rys. 1. Układ do pomiaru charakterystyki wyjściowej $U_{wy} = f/I_{wy}$

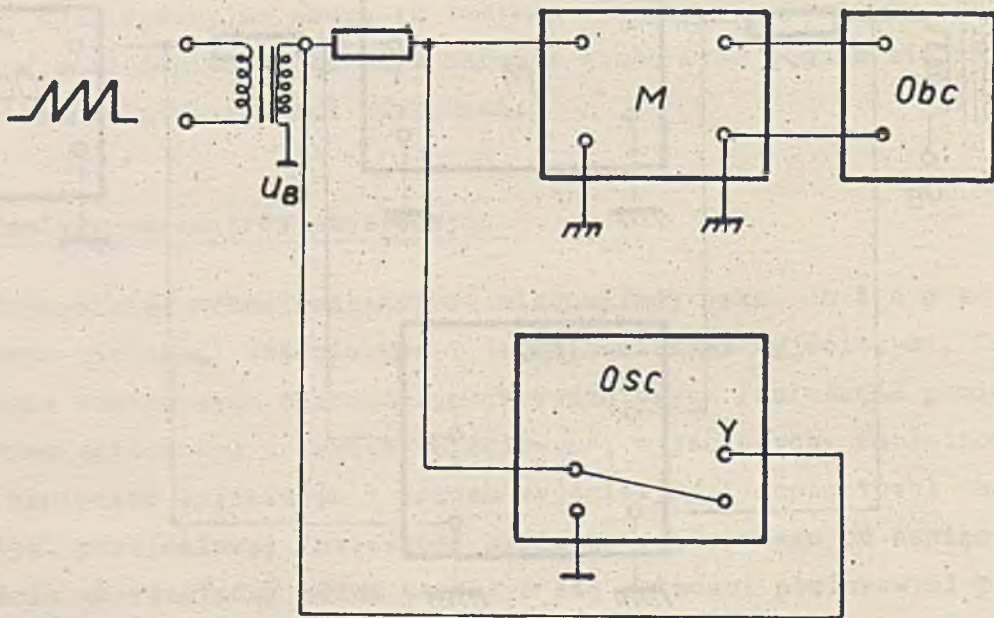
- Osc - oscyloskop
- M - mikroukład badany
- Obc - obciążenie



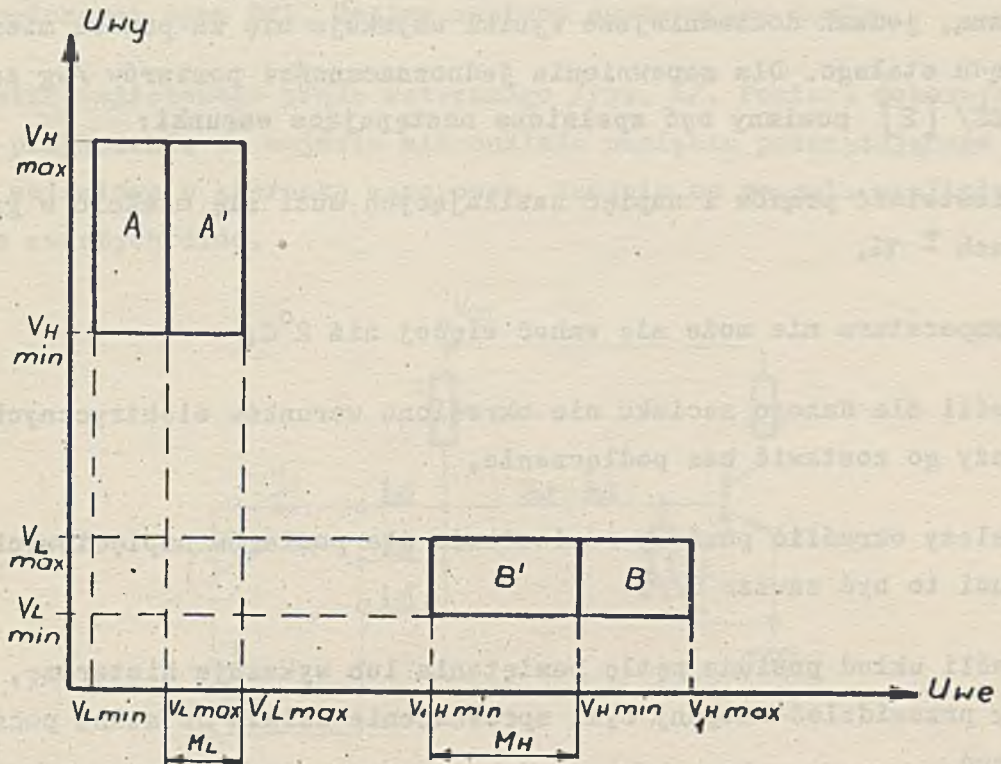
Rys. 2. Układ do pomiaru charakterystyki przejściowej $I_{wy} = f/I_{we}$
/Oznaczenia jak na rys. 1/



Rys. 3. Układ do pomiaru charakterystyki przejściowej $U_{wy} = f/U_{we}/$
/Oznaczenia jak na rys. 1/



Rys. 4. Układ do pomiaru charakterystyki wejściowej $U_{we} = f/I_{we}/$
/Oznaczenia jak na rys. 1/



Rys. 5. Obszary poprawnej pracy mikroukładu logicznego /strefy A, B bez zakłóceń, A'B' z dopuszczalnymi zakłóceniami/ /wg f-my Cossem/

Oznaczenia:

V_L - poziom napięcia w stanie "0" /min lub max/

V_H - poziom napięcia w stanie "1" /min lub max/

V_{1Lmax} - maksymalne napięcie wejściowe dopuszczalne, aby układ na wyjściu utrzymał stan "1"

V_{1Hmin} - minimalne napięcie na wejściu dopuszczalne, aby układ na wyjściu utrzymał stan "0".

M_L - odporność na zakłócenia od dolnego poziomu

M_H - odporność na zakłócenia od górnego poziomu

Na podstawie charakterystyk wejściowych i wyjściowych określa się pobory prądów na wejściu i wyjściu mikroukładu znajdującego się w danym stanie ustalonym. Dla mikroukładów typu cyfrowego występują dwa stany ustalone, charakteryzujące się dwoma poziomami napięcia. Mówi się przy tym o napięciu dolnym i górnym, którym odpowiednio przyporządkowuje się wielkości logiczne "1" i "0" /rys. 5/.

Pomiary parametrów statycznych mogą być wykonywane metodą oscylograficzną, jednak dokładniejsze wyniki uzyskuje się za pomocą mierników prądu stałego. Dla zapewnienia jednoznaczności pomiarów /wg zaleceń IEC/ [2] powinny być spełnione następujące warunki:

- niestalość prądów i napięć zasilających musi się mieścić w granicach $\pm 1\%$,
- temperatura nie może się wahać więcej niż 2°C ,
- jeśli dla danego zacisku nie określono warunków elektrycznych, należy go zostawić bez podłączenia,
- należy określić poziomy odniesienia dla pomiarów napięciowych /nie musi to być zawsze 0V/,
- jeśli układ posiada pętlę pamiętania lub wykazuje histerezę, należy przewidzieć wstępny cykl sprowadzenia układu do stanu początkowego,
- pomiary należy przeprowadzać w zakresie zmian parametrów uznanych za typowe dla danego mikroukładu,
- przed przystąpieniem do pomiarów należy sprawdzić poprawność funkcjonowania danego mikroukładu, tzn. zbadać, czy zachowuje się on zgodnie z relacjami opisanymi w przyporządkowanej mu tablicy słuszności.

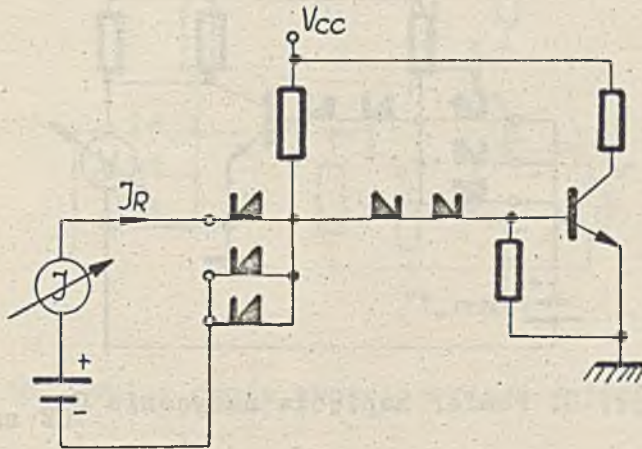
Ponadto dla danego pomiaru należy sprecyzować:

- temperaturę otoczenia,
- wartości napięć i prądów zasilających,
- warunki elektryczne każdego z wejść lub wyjść nie badanych,
- warunki elektryczne badanego wejścia lub wyjścia.

Przy badaniu prądu lub napięcia danego wyjścia należy zbadać: warunki panujące na wszystkich wejściach, na danym wyjściu oraz na innych wyjściach. Przy badaniu prądu lub napięcia danego wejścia należy zbadać: warunki panujące na wszystkich wyjściach, na danym wejściu oraz na pozostałych wejściach.

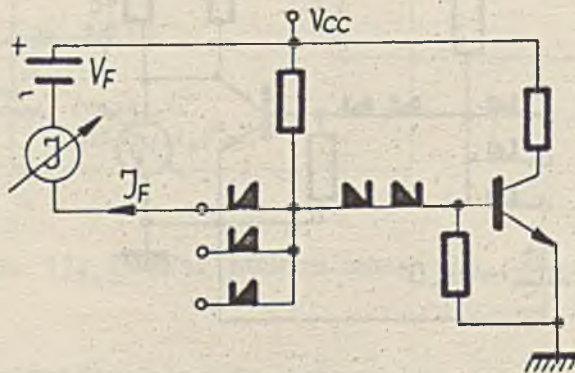
Zestaw spotykanych najczęściej testów^{1/} omówimy na przykładzie elementów logicznych typu DTL. Zestaw zawiera następujące testy:

1. Pomiar wejściowego prądu wstecznego /rys. 6/. Pomiaru dokonuje się po przyłożeniu do wejścia mikroukładu napięcia polaryzującego diody wejściowe w kierunku zaporowym. Badanie ma na celu wyeliminowanie zwartych diod.



Rys. 6. Pomiar prądu wstecznego diod wejściowych

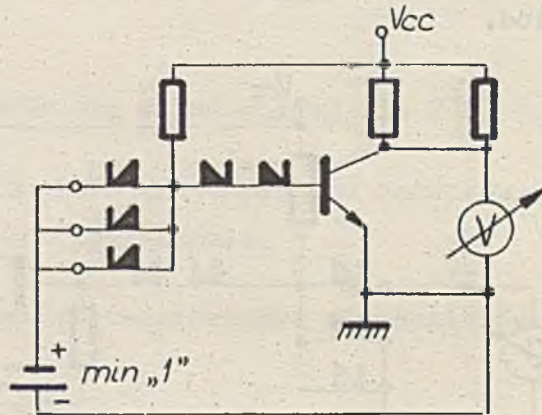
2. Pomiar wejściowego prądu przewodzenia /rys. 7/. Pomiaru dokonuje się po przyłożeniu do wejścia mikroukładu napięcia polaryzującego diody wejściowe w kierunku przewodzenia. Pomiar przeprowadza się kolejno dla każdego wejścia. Badanie to ma na celu sprawdzenie wartości prądu obciążającego wyjścia innych mikroukładów, a pośrednio także to, czy opornik bramki wejściowej może zapewnić prawidłowe wystereowanie tranzystora w stanie włączenia.



Rys. 7. Pomiar prądu przewodzenia diod wejściowych /dla każdego wejścia oddzielnie

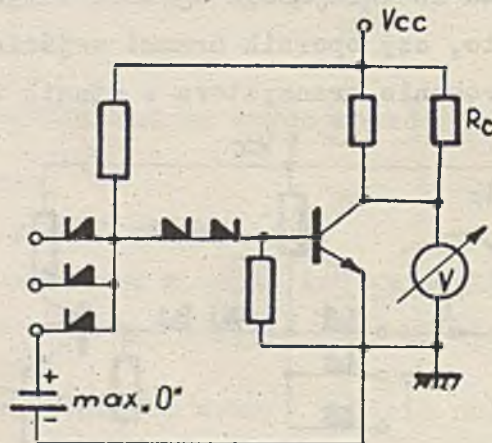
¹ Testem układu scalonego będziemy nazywać pomiar jednego z jego parametrów statycznych lub dynamicznych odnoszący się do jednego wejścia i jednego wyjścia.

3. Pomiar dolnego poziomu napięcia wyjściowego /rys. 8/. Pomiar odbywa się przy maksymalnym obciążeniu danego wyjścia w warunkach, gdy kolejno na wszystkie wejścia mikroukładu podawany jest minimalny potencjał, który ma zapewnić włączenie tranzystora /tzn. wprowadzenie go w stan nasycenia/.



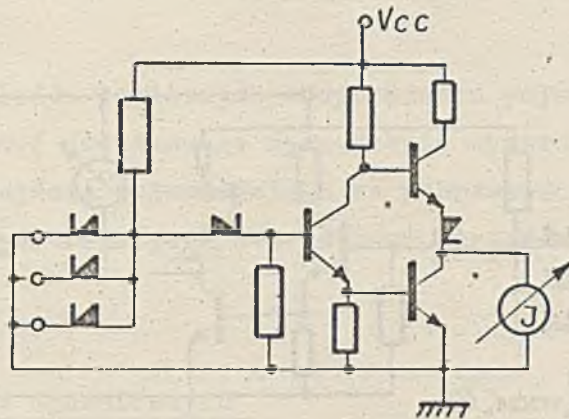
Rys. 8. Pomiar napięcia nasycenia $U_{CE sat}$

4. Pomiar górnego poziomu napięcia wyjściowego /rys. 9/. Kolejno na poszczególne wejścia podaje się napięcie równe maksymalnej wartości dolnego poziomu napięcia i sprawdza się, czy poziom wyjściowy nie występuje poniżej dopuszczalnej wartości. Wyjście obciążone jest znamionową opornością R_c , symulującą rzeczywiste warunki pracy.



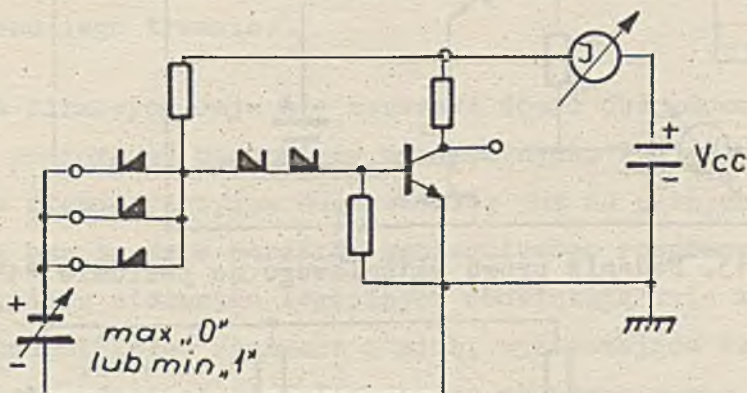
Rys. 9. Pomiar napięcia wyjściowego w stanie "1" /dla każdego wejścia oddzielnie/

5. Pomiar wyjściowego prądu zwarciego /rys. 10/. Wejścia układu są uziemione. Określenie tego prądu jest niezbędne w celu zabezpieczenia mikroukładu przed uszkodzeniem na skutek zwarcia wyjścia do ziemi.



Rys. 10. Pomiar prądu zwarciego na wyjściu

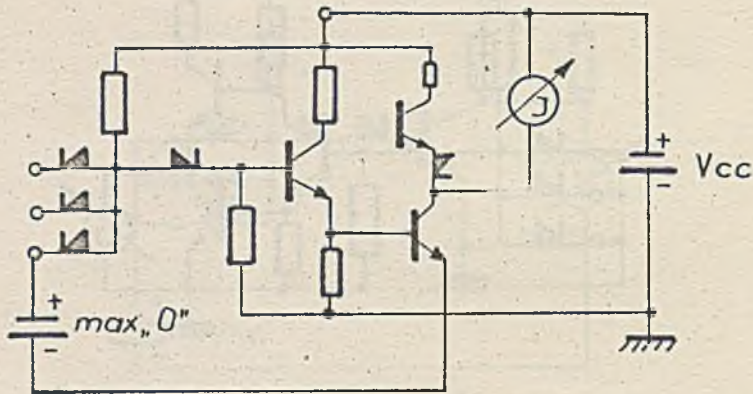
6. Pomiar prądu zasilającego /rys. 11/. Mierzy się prąd pobierany ze źródła przy granicznych wartościach napięć zasilających. Pomiar ma na celu zbadanie, czy nie została przekroczona moc strat mikroukładu w stanie włączonym i wyłączonym.



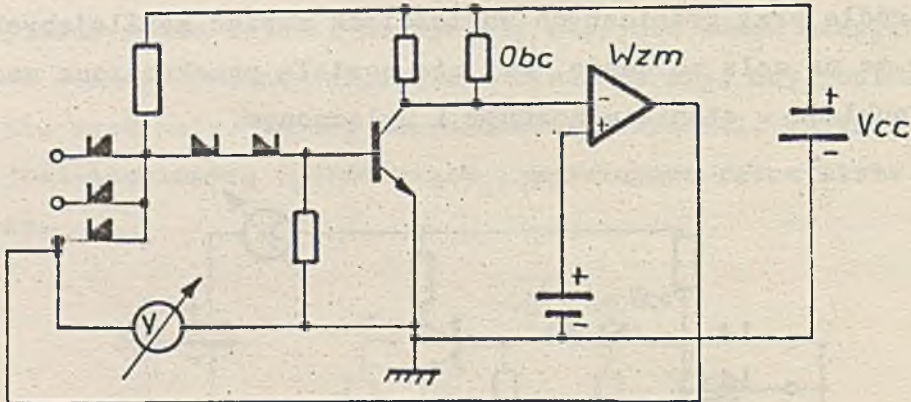
Rys. 11. Pomiar poboru mocy dla stanu "1" i "0"

7. Pomiar wyjściowego prądu wstecznego I_{CEX} /rys. 12/. Pomiar przeprowadza się na wyjściu mikroukładu, podając kolejno na wejścia potencjał równy maksymalnej wartości dolnego poziomu napię-

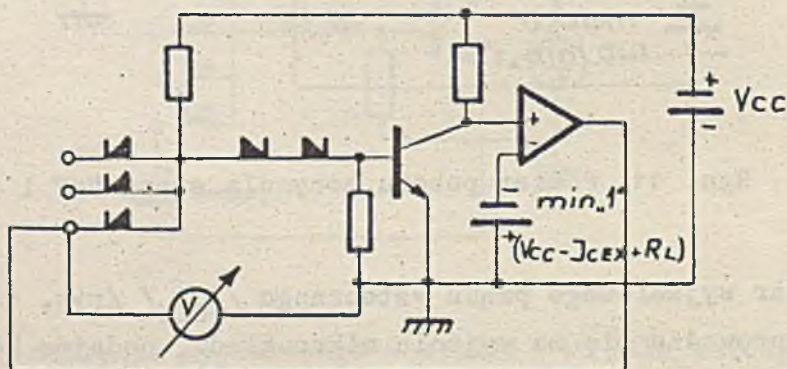
cia. Badanie to ma na celu stwierdzenie, czy diody wejściowe pracują poprawnie. Ponadto, opierając się na pomiarach napięcia nasycenia i wyjściowego prądu wstecznego, można określić progi odporności układów na zakłócenia. Schematy pomiarowe z wykorzystaniem wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rys. 13 i rys. 14.



Rys. 12. Pomiar prądu wstecznego na wyjściu I_{CEX} /dla każdego wejścia oddzielnie/



Rys. 13. Badanie progu wejściowego na poziomie "1"



Rys. 14. Badanie progu wejściowego na poziomie "0"

Oczywiście przedstawiony zestaw pomiarów nie wyczerpuje wszystkich możliwości, zawiera jednak pomiary podstawowe, niezbędne z punktu widzenia zastosowań. Mimo swojej prostoty badania układów scalonych są b. pracochłonne ze względu na dużą liczbę testów /kilkadziesiąt/, jakie należy wykonać dla pełnego sprawdzenia mikroukładów umieszczonych w jednej obudowie.

W wypadku mikroukładów logicznych o sprzężeniu pojemnościowym /przerzutniki z bramkami RC/ dodatkowego sprawdzenia wymaga wpływ kształtu zboczy sterujących wejście pojemnościowe na poprawność pracy układu oraz graniczna częstotliwość repetycji, uwarunkowana procesami regeneracyjnymi w bramce RC.

4. Pomiary parametrów dynamicznych

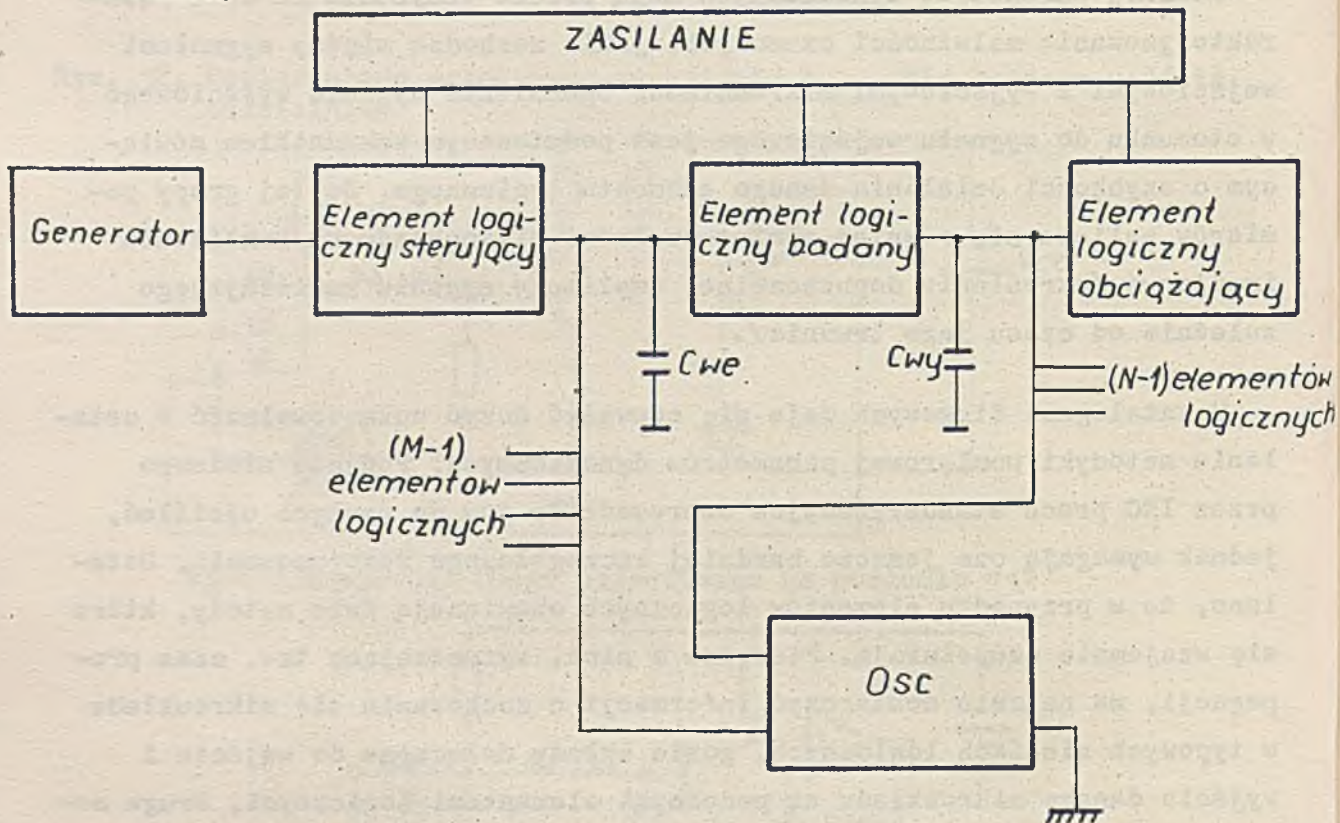
Pomiary parametrów dynamicznych mają przede wszystkim na celu scharakteryzowanie zależności czasowych, jakie zachodzą między sygnałami wejściowymi i wyjściowymi mikroukładu. Opóźnienie sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału wejściowego jest podstawowym wskaźnikiem mówiącym o szybkości działania danego elementu logicznego. Do tej grupy pomiarów zalicza się również pomiar czułości mikroukładu na zakłócenia impulsowe /określenie dopuszczalnej amplitudy sygnału zakłócającego zależnie od czasu jego trwania/.

W katalogach firmowych daje się zauważyć dosyć dużą dowolność w ustalaniu metodyki pomiarowej parametrów dynamicznych. Podjęte niedawno przez IEC prace standaryzacyjne doprowadziły już do pewnych uściśleń, jednak wymagają one jeszcze bardziej szczegółowego rozpracowania. Ustalono, że w przypadku elementów logicznych obowiązują dwie metody, które się wzajemnie uzupełniają. Pierwsza z nich, wyznaczająca tzw. czas propagacji, ma na celu dostarczyć informacji o zachowaniu się mikroukładu w typowych sieciach logicznych, gdzie układy dołączone do wejścia i wyjścia danego mikroukładu są podobnymi elementami logicznymi. Druga metoda polega na określaniu oddzielnie czasów opóźnień /d e l a y t i m e/ i czasów narastania /opadania/ zboczy /t r a n s i t i o n t i m e/. Pomiary układu scalonego wykonywane są w ściśle zdefiniowanych warunkach obciążenia i sterowania. Pełna charakterystyka mikroukładu logicz-

nego pod względem dynamicznym powinna uwzględniać parametry uzyskane obiema metodami.

Zaleca się przeprowadzanie pomiarów czasów propagacji w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 15 [3], przy czym wymagane jest dokładne określenie następujących czynników:

- narastanie i opadanie impulsów generatora,
- amplituda impulsów,
- szerokość i czas powtarzania impulsów,
- warunki zasilania wszystkich układów logicznych,
- polaryzacja nie wykorzystywanych wejść,
- liczba układów logicznych dołączonych na wejściu i wyjściu badanego mikroukładu/symulujących najgorszy przypadek obciążenia/¹,
- wartości pojemności C_{we} i C_{wy} , które uwzględniają pojemności montażu.

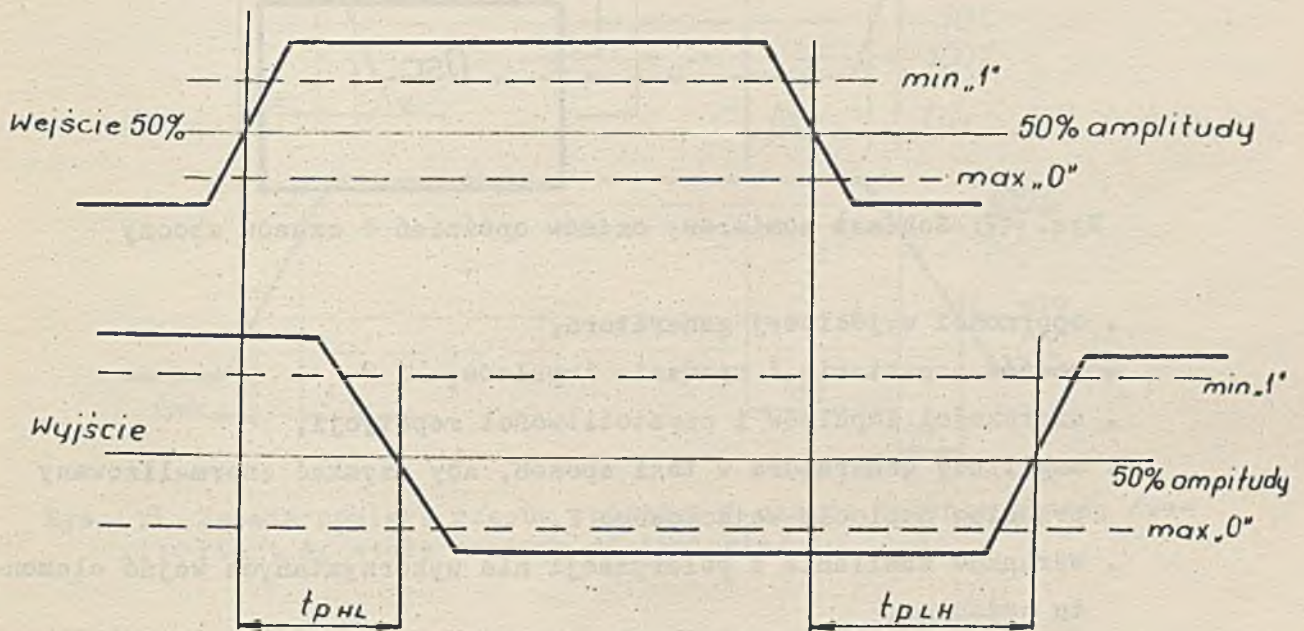


Rys. 15. Schemat pomiarowy "czasu propagacji"

¹ Układy scalone dołączone na wejściu i wyjściu układu badanego powinny mieć typowe charakterystyki czasowe zmierzone metodą uzupełniająca.

Mierzone w ten sposób czasy zdefiniowane są następująco:

t_{PHL} jest to czas propagacji zbocza wyjściowego względem zbocza wejściowego, występujący przy zmianie poziomu sygnału wyjściowego odpowiadającego stanowi "1" na poziom odpowiadający stanowi "0", mierzony na wysokości 50% między minimalną wartością poziomu "1" i maksymalną wartością poziomu "0". /Zasadę pomiaru przedstawiono na rys. 16/.

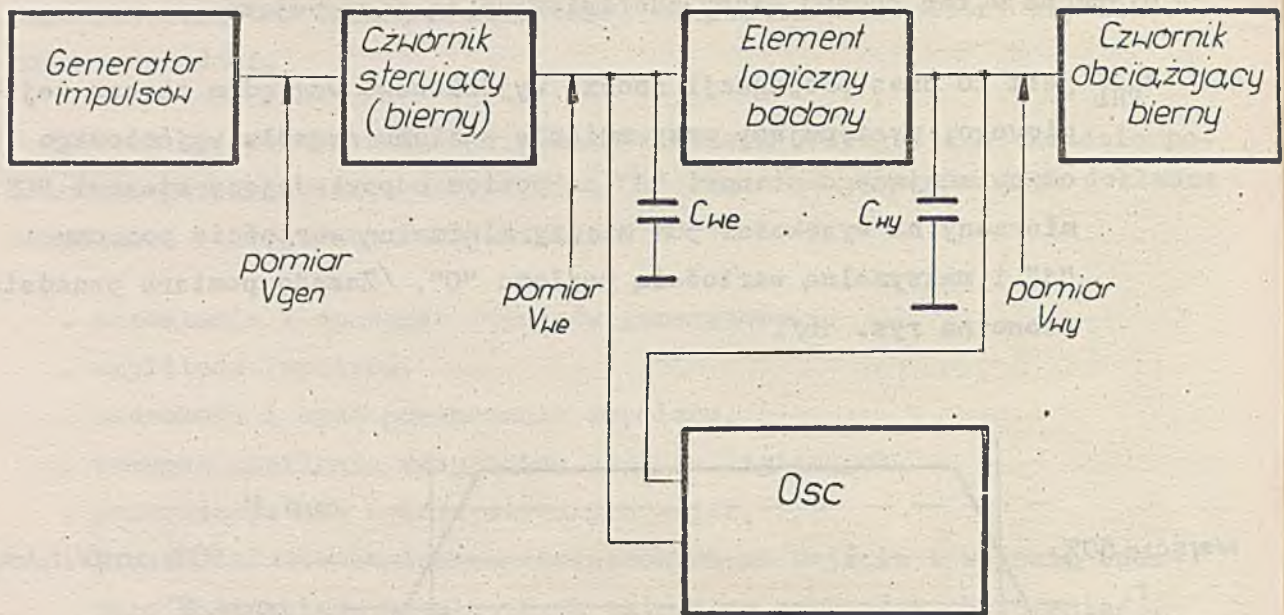


Rys. 16. Zasada pomiaru czasów propagacji t_{PHL} i t_{PLH}

t_{PLH} jest to czas propagacji zbocza wyjściowego względem zbocza wejściowego, występujący przy zmianie poziomu sygnału wyjściowego ze stanu "0" do stanu "1", mierzony w sposób analogiczny jak dla t_{PHL} .

Pomiar opóźnień i czasów trwania zboczy przeprowadza się w układzie jak na rys. 17.

Zasadniczym problemem jest tutaj uniezależnienie pomiarów tych czasów od wyboru elementów, oscyloskopu, generatora i rozwiązania konstrukcyjnego stanowiska. Wymagane jest sprecyzowanie:



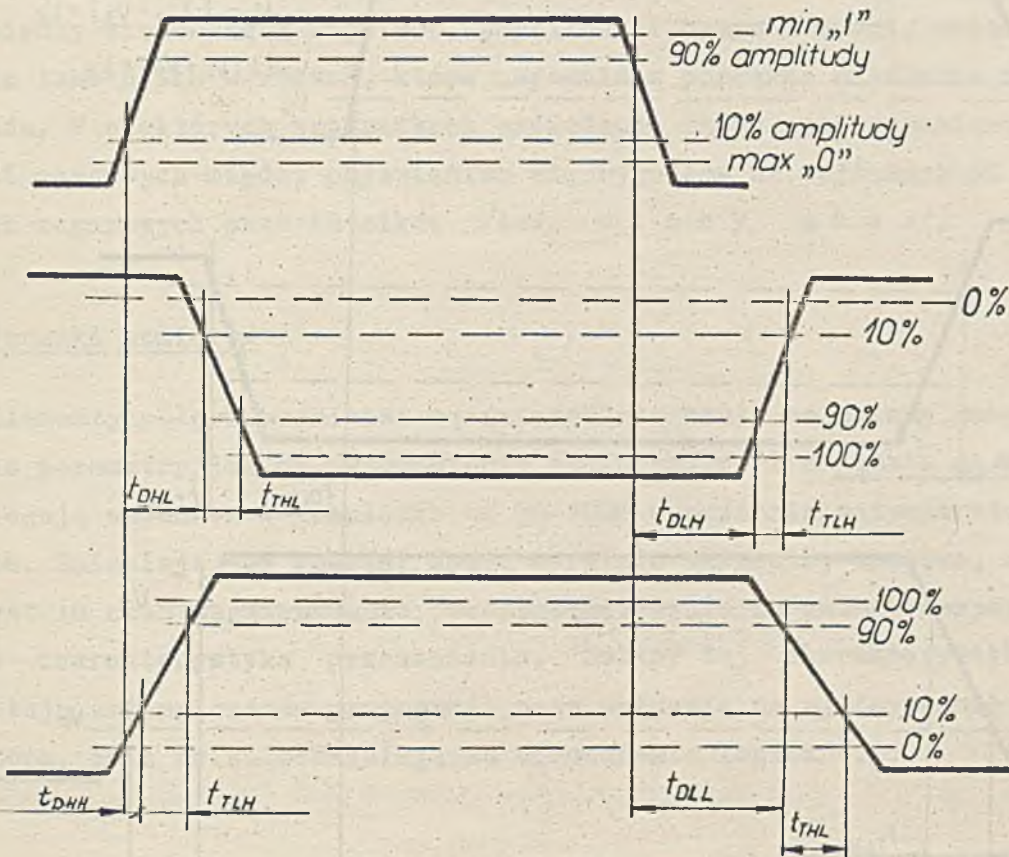
Rys. 17. Schemat pomiarowy czasów opóźnień i czasów zboczy

- . oporności wyjściowej generatora,
- . czasów narastania i opadania impulsów,
- . szerokości impulsów i częstotliwości repetycji,
- . amplitudy generatora w taki sposób, aby uzyskać znormalizowany przebieg napięcia wejściowego V ,
- . warunków zasilania i polaryzacji nie wykorzystanych wejść elementu badanego,
- . wartości pojemności wejściowej i wyjściowej, włączając w to pojemności montażu,
- . schematu i wartości elementów czwórników na wejściu i wyjściu badanego mikroukładu.

Zasadę pomiaru poszczególnych parametrów przedstawiono na rys. 18.

Dotychczas nie określono tutaj dokładnie punktów pomiarowych. W jednej z metod zaleca się przyjęcie stałych poziomów odpowiadających 10% i 90% amplitudy sygnału, wyznaczonej przez minimalny poziom "1" i maksymalny poziom "0". Inna metoda zaleca wyznaczać punkty pomiarowe w zależności od amplitudy sygnału, np. 20% amplitudy sygnału poniżej lub powyżej danego poziomu odniesienia "0" lub "1" /rys. 19/.

Mierzone czasy definiuje się w następujący sposób:



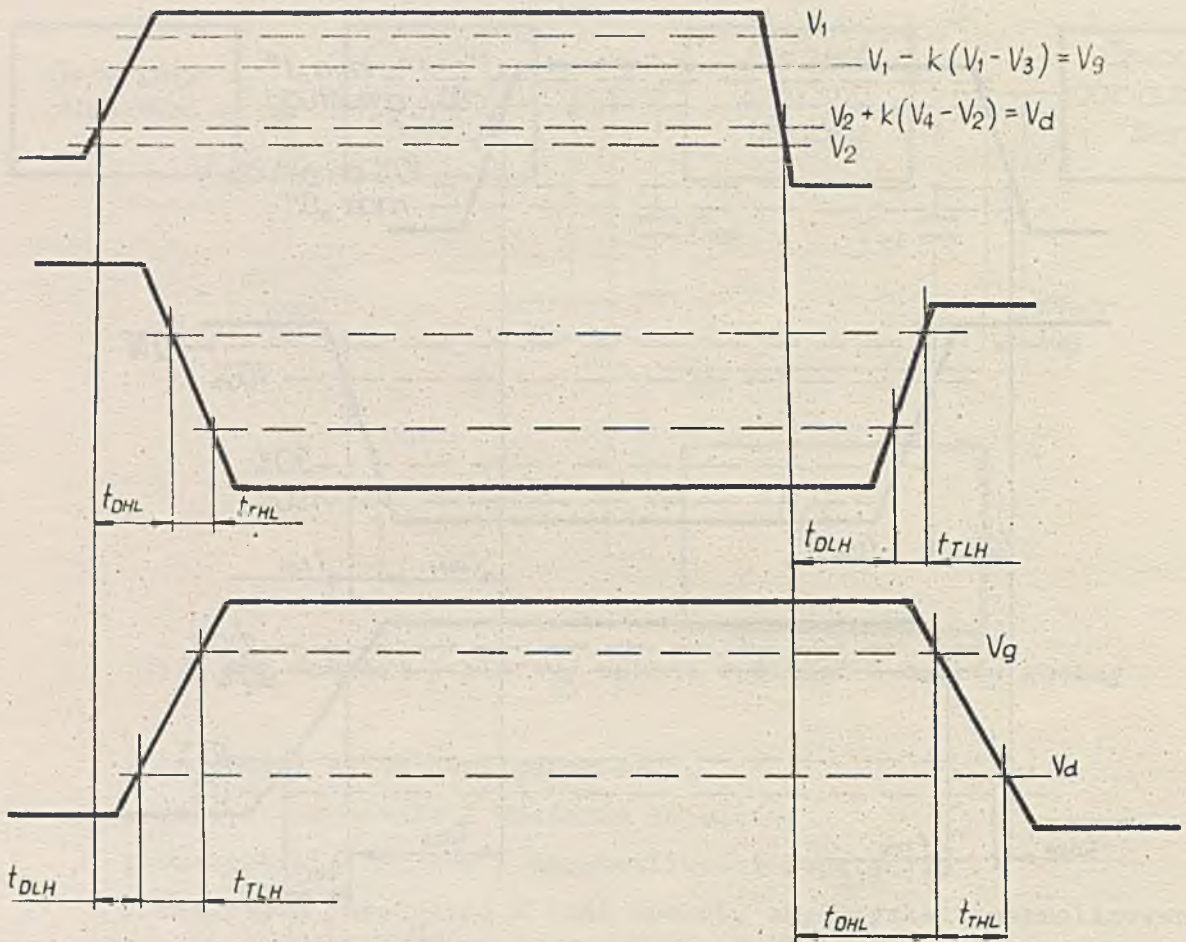
Rys. 18. Zasada pomiaru czasów opóźnień i czasów trwania zboczy /wariant A, stałe poziomy odniesienia/

t_{DHH} jest to opóźnienie mierzone między umownymi punktami na odpowiadających sobie zboczach sygnału wejściowego i wyjściowego /dodatni skok na wejściu/,

t_{THL} jest to czas przeskoku między umownymi punktami na zboczu sygnału wyjściowego, występujący bezpośrednio po t_{DHL} ,

t_{DLL} oznacza opóźnienie mierzone między umownymi punktami na odpowiadających sobie zboczach sygnału wejściowego i wyjściowego /ujemny skok na wejściu/,

t_{TLH} oznacza czas przeskoku między umownymi punktami na zboczu sygnału wyjściowego, występujący bezpośrednio po t_{DLH} .



Rys. 19. Zasada pomiaru czasów opóźnień i czasów zboczy /variant B, względne poziomy odniesienia/

- V_3 - napięcie górnego progu
- V_4 - napięcie dolnego progu

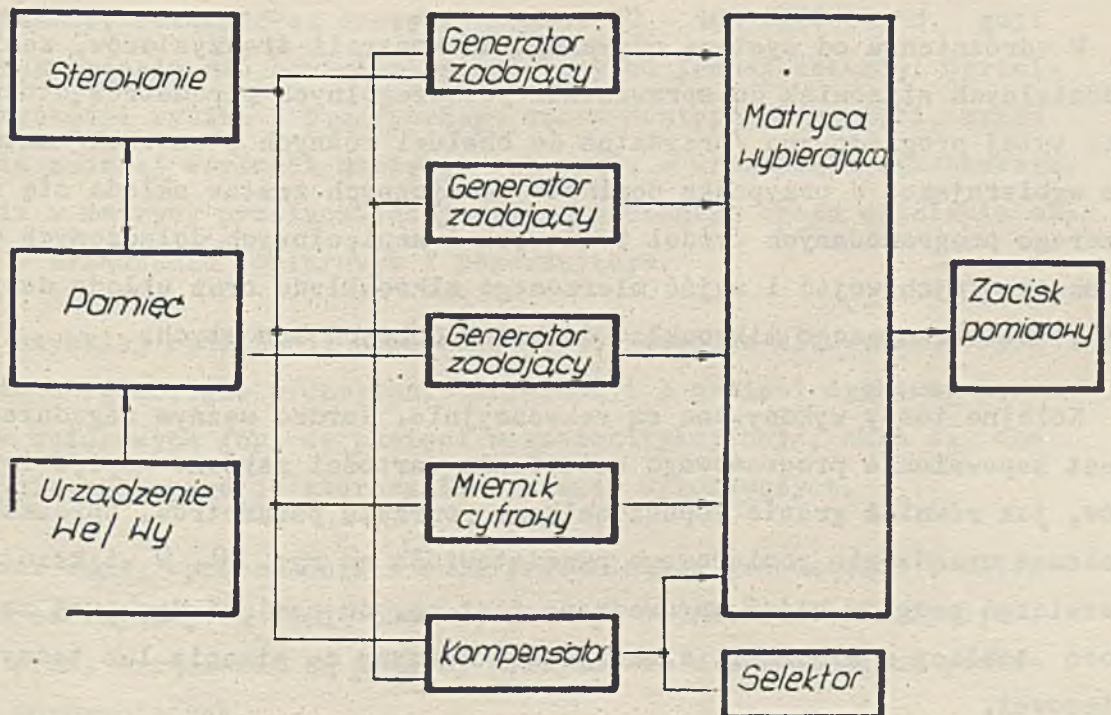
Zasadniczą trudnością w tego typu pomiarach jest problem uzyskania dużej dokładności /pomiaru typu oscyloskopowego/. Wydaje się, że granica 3% jest bardzo trudna do osiągnięcia. Dodatkowym utrudnieniem jest brak jednolitej metodyki, uniemożliwiający łatwe porównywanie różnych typów mikroukładów pod względem szybkości działania.

Badania dynamiczne odporności na zakłócenia są z reguły przeprowadzane tylko w przypadku elementów pamiętających /o sprzężeniu pojemnościowym/. W zasadzie stosuje się dwa rodzaje testów. Jeden ma za zadanie ustalenie minimalnej amplitudy impulsu wyzwalającego, drugi natomiast dotyczy takich amplitud, które nie wywołują jeszcze zmian stanu przerzutnika. Podobnie jak w przypadku badania szybkości mikroukładów, badania te mogą być prowadzone w różnych warunkach obciążenia, temperatury i zasilania.

Dla przerzutników tego typu wskazane jest również badanie zależności między szerokością impulsów, amplitudą i czasami zboczy celem ustalenia takich ich wartości, które zapewniają poprawne działanie mikroukładu. W niektórych przypadkach prowadzone są dodatkowe pomiary zależności czasowych między pojawieniem się sygnałów na wejściach JK i wejściach zegarowych przerzutników /tzw. c l o c k e k e w/.

5. Warunki pomiarów

Elementy półprzewodnikowe są szczególnie czułe na zmiany temperatury. Takie parametry, jak np. wzmocnienie stałoprądowe i napięcia na złączach, podlegają wahaniom w granicach od 50-100% w przedziale temperatur roboczych. Zmieniają się również dosyć wyraźnie parametry czasowe, a przede wszystkim czas magazynowania. Szczególnie czuła na zmiany temperatur jest charakterystyka przenoszenia. Zmiany tej charakterystyki wywołują zmiany czasów propagacji oraz wpływają na wysterowanie tranzystora, co z kolei oddziałuje na wzmocnienie logiczne.



Rys. 20. Schemat blokowy testera

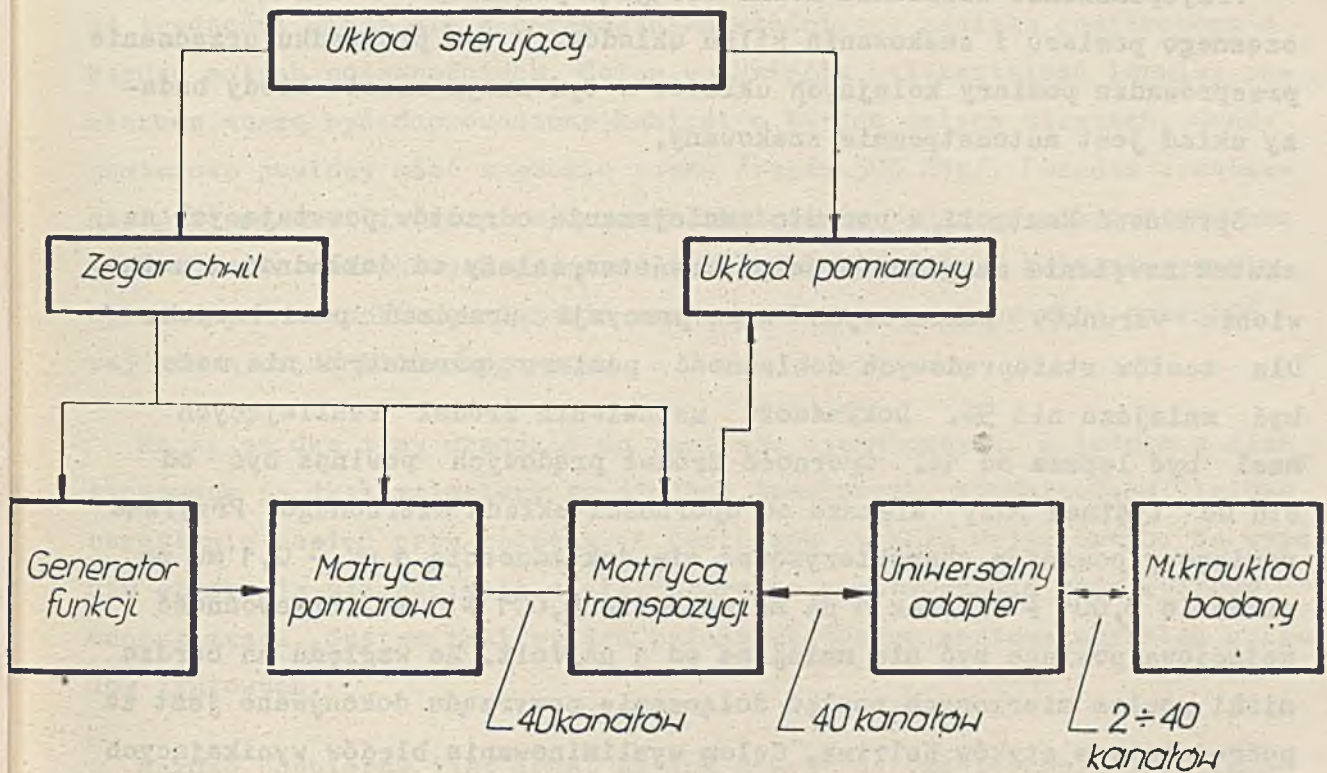
Zmiany te w decydujący sposób rzutują na zachowanie się mikroukładów. Z tego powodu niezbędne jest określenie dopuszczalnych zmian ich parametrów w roboczym przedziale temperatur. Badania takie prowadzi się w trzech temperaturach /minimalnej, średniej, maksymalnej/. Daje to gwarancję, że wyprodukowane mikroukłady spełniają wymagania w pełnym zakresie temperatur. Ze względu na znaczne koszty i dużą pracochłonność badania temperaturowe wykonywane są na wybranych próbkach, a rezultaty ocenia się statystycznie. Z reguły prowadzone są tylko pomiary parametrów statycznych, gdyż parametry dynamiczne nie są w takim stopniu zależne od temperatury. Pomiary przeprowadza się pod obciążeniem symulującym najgorszy przypadek, co daje pewność, że zachowanie się mikroukładów w systemie będzie odpowiadało pomierzonym parametrom.

6. Urządzenia i systemy pomiarowe

Ze względu na bardzo dużą liczbę pomiarów kontrolnych badania funkcjonalne mikroukładów cyfrowych są niezwykle pracochłonne. Podejście ekonomiczne wymaga zastosowania odpowiednich środków ułatwiających zadanie. W praktyce znalazło to swoje odbicie w opracowaniu szeregu automatycznych i półautomatycznych urządzeń pomiarowych, zwanych testerami.

W odróżnieniu od systemu używanego do kontroli tranzystorów, zamiast oddzielnych stanowisk do sprawdzenia poszczególnych parametrów, stosuje się tutaj programowane /przydatne do obsługi różnych stanowisk/ matryce wybierające. W przypadku pomiarów statycznych zestaw składa się z szeregu programowanych źródeł prądowych i napięciowych, dołączonych do poszczególnych wejść i wyjść mierzonego mikroukładu oraz układu decyzji, kwalifikującego mikroukład do klasy dobrych lub złych.

Kolejne testy wykonywane są sekwencyjnie. Bardzo ważnym zagadnieniem jest zapewnienie programowego ustawienia wartości zarówno napięć i prądów, jak również granic dopuszczalnego rozrzutu parametrów. Uproszczony schemat urządzenia pomiarowego przedstawiono na rys. 20. W większości rozwiązań program badań wprowadzany jest np. do pamięci dyskowej za pomocą tablicy z kluczami, elektrycznej maszyny do pisania lub taśmy papierowej.



Rys. 21. Schemat blokowy testera MICA-150

Efektywność urządzenia zależy w znacznym stopniu od szybkości wykonywania testów. Pożądane są czasy wynoszące 50 - 100 milisekund, gdyż łączny czas badania nie powinien być dłuższy od jednej sekundy. Ograniczenie szybkości wynika z sumarycznego czasu dostępu do pamięci, czasu ustawienia zadanej wartości napięcia lub prądu w urządzeniu wykonawczym, opóźnienia w matrycy przełączającej oraz skończonego czasu ustalania się procesów w urządzeniu pomiarowym i porównującym.

Celem szybkiej realizacji sekwencji testów stosuje się w niektórych urządzeniach równoległe przesyłanie informacji z pamięci dyskowej do rejestrów buforowych /np. do pamięci magnetostrykcyjnej/, skąd są one sekwencyjnie pobierane do sterowania urządzeń wykonawczych.

Ponieważ czasy wprowadzenia w ruch przekaźników wchodzących w skład matrycy wybierającej są rzędu 500 μ s, głównym czynnikiem limitującym szybkość pracy urządzenia są procesy przejściowe w urządzeniach pomiarowych i porównujących.

Przyspieszenie działania można osiągnąć przez wprowadzenie równoczesnego pomiaru i znakowania kilku układów. W tym przypadku urządzenie przeprowadza pomiary kolejnych układów w tym samym czasie kiedy badany układ jest automatycznie znakowany.

Sprawność kontroli, a ponadto zmniejszenie odrzutów powstających na skutek zawężenia marginesów bezpieczeństwa, zależy od dokładności ustawienia warunków pomiarowych oraz precyzji urządzeń pomiarowych. Dla testów stałoprądowych dokładność pomiaru parametrów nie może być mniejsza niż 5%. Dokładność ustawienia źródeł zasilających musi być lepsza od 1%. Oporność źródeł prądowych powinna być od stu do tysiąca razy większa od oporności układu mierzonego. Przyrząd pomiarowy powinien charakteryzować się dokładnością $1 \text{ mV} \pm 0,1 \text{ mV}$ na zakresie $0,001 \div 1 \text{ V}$ oraz $1 \mu\text{A}$ na zakresie $0,001 \div 1 \text{ mA}$. Przewodność wejściowa powinna być nie mniejsza od $1 \mu\text{A/Volt}$. Ze względu na bardzo niski poziom mierzonych napięć dołączanie przyrządu dokonywane jest za pośrednictwem styków Kelvina. Celem wyeliminowania błędów wynikających ze skończonej oporności uziemienia stosuje się do regulacji napięć zasilających specjalne systemy ze wzmacniaczami operacyjnymi.

Produkuje się wiele tego typu urządzeń. Systemy są bardzo zróżnicowane zarówno pod względem możliwości funkcjonalnych, jak i ceny. Dla producentów mikroukładów bardziej opłacalne są duże systemy zautomatyzowane o wysokiej wydajności, natomiast użytkownicy mogą korzystać z mniej skomplikowanych systemów półautomatycznych, np. typu Mica 150, produkcji Computer Test Corporation. /rys. 21/.

Urządzenie to posiada dwie matryce programujące z 11 wejściami i 40 wyjściami. Realizacja kolejnych testów odbywa się automatycznie. Specjalnie opracowany napięciowo-prądowy miernik cyfrowy zabezpiecza pomiary z dokładnością ok. 0,1%. 8 programowanych generatorów prądowo-napięciowych umożliwia ustawienie określonej wartości napięcia za pomocą precyzyjnych potencjometrów. System ten jest w pełni zabezpieczony przed zwarciami i przeciążeniami. Operator może zależnie od potrzeb regulować szybkość wykonywania kolejnych testów, co pozwala na ustabilizowanie się procesów termicznych zachodzących w mikroukładach.

W przypadku pomiarów dynamicznych powstają dodatkowe problemy. Poważne trudności wiążą się z opracowaniem właściwego zacisku pomiarowego o bardzo małych pojemnościach. Celem uniknięcia zniekształceń impulsy pomiarowe muszą być doprowadzone kablami o bardzo małych stratach. Sondy pomiarowe powinny mieć szerokie pasmo /rzędu 500 MHz/. Ponadto urządzenie powinno umożliwiać przełączanie obciążenia badanego mikroukładu bez wprowadzania dodatkowych pojemności i indukcyjności. W celu utrzymania określonych warunków obciążenia sonda pomiarowa powinna mieć oporność wejściową rzędu kilku megaomów.

Znane są dwa typy urządzeń do pomiarów dynamicznych. W jednym z nich stosowane są dyskryminatory na diodach tunelowych, kształtujące liniowe narastanie napięć przy założonych poziomach sygnału wejściowego. Na wyjściu otrzymuje się napięcie stałe, które po przetworzeniu daje cyfrowy odczyt czasu. System taki wymaga bardzo złożonego zestawu szybkich układów liniowych.

Bardzo popularny jest drugi system oparty na oscyloskopie samplującym z odczytem cyfrowym. W oscyloskopie znajduje się mostek zawierający szybkie diody dokładnie skompensowane /h o t c a r r i e r d i o d e s/ i spolaryzowane napięciowo. Są one okresowo pobudzane impulsami strobuującymi o amplitudzie 4 V i czasie trwania $350 \div 450$ ps, które je włączają i umożliwiają przejście próbkowanego sygnału. Impulsy strobujące są zsynchronizowane z sygnałami wejściowymi, a ponadto odpowiednio opóźniane, tak że kolejne stroby pojawiają się w określonych odstępach na zboczu sygnału. W ten sposób sygnał w.cz. może być odtworzony na znacznie niższej częstotliwości.

Częstotliwość strobowania wynosi ok. 100 kHz, co oznacza, że układ pomiarowy obserwuje sygnał zmieniający się co 10 μ s i traktuje go jako prawie stałoprądowy.

Urządzenia oparte na oscyloskopie samplującym produkują m.in. firmy Tectronix i Fairchild. Ta ostatnia wypuściła na rynek urządzenie zwane cyfrowym modułem napięciowo-czasowym /d i g i t a l t i m e a n d v o l t a g e m o d u l e - DTVM/. Układ posiada sondę na elementach MOS - FET o paśmie 500 MHz. Główna część urządzenia jest oparta na technice cyfrowej. Długookresowy dryft i nieliniowość sond zostały wyeliminowane dzięki przetwarzaniu napięcia i zapamiętywaniu jego wartości.

Zasadniczym problemem w tego typu urządzeniach jest uzyskanie odpowiedniej dokładności. Wytwórcy określają ją na ok. 3%. W praktyce jednak jest ona znacznie gorsza i wynosi ok. 20%. Wynika to głównie z trudności wykonania specjalnych generatorów o niezmiennych parametrach.

Literatura

- [1] A. KOJEMSKI: Poprawność transformacji sygnałów w linii cyfrowej. Prace IMM, rok 10, zeszyt 1, 1968.
- [2] Measurement of Static Characteristics of Digital Circuits - IEC Technical Committee No 47 A, /Secretariat/ 6.
- [3] Measuring Methods for Switching Times of Digital Circuits - IEC Technical Committee No 47 A, /Secretariat/ 1.

Mgr inż. Eugeniusz NOWAK

621.327.6:537.312.62

Dr inż. Zygmunt SAWICKI

Instytut Maszyn Matematycznych

PAMIĘCI KRIOGENICZNE

1. Wstęp

W roku 1911 H. Kamerlingh-Onnes odkrył zjawisko nagłego zaniku oporności elektrycznej słupka rtęci zanurzonego w ciekłym helu w temperaturze poniżej $4,2^{\circ}\text{K}$. Zjawisko to, wykryte później w wielu metalach i stopach metalicznych, nazwano nadprzewodnictwem, a substancje posiadające tę właściwość - nadprzewodnikami. Temperatura, w której następuje przejście przewodnika od stanu normalnego /oporowego/ do stanu nadprzewodnictwa, nosi nazwę temperatury krytycznej. Znane nadprzewodniki mają temperatury krytyczne w zakresie $0 \div 18^{\circ}\text{K}$.

Niedługo po odkryciu Kamerlingh-Onnesa inni badacze wykazali, że jeżeli metal znajdujący się w stanie nadprzewodzącym zostanie poddany działaniu odpowiednio silnego zewnętrznego pola magnetycznego, to przechodzi on w stan oporowy. Pole magnetyczne, przy którym to następuje, nazywa się polem krytycznym.

Początkowo uważano nadprzewodniki tylko za przewodniki idealne. Najnowsze badania wykazały, że opór elektryczny właściwy w stanie nadprzewodzącym jest mniejszy niż $10^{-23} \Omega \text{ cm}$. Jednakże w roku 1933 A. Meissner i R. Ochsenfeld odkryli jeszcze jedną, bodajże najistotniejszą, cechę stanu nadprzewodzącego, mianowicie zanik indukcji magnetycznej we wnętrzu przewodnika umieszczonego w polu o natężeniu mniejszym od krytycznego.

W technice zjawisko nadprzewodnictwa zostało wykorzystane po raz pierwszy dopiero w roku 1954 przez Amerykanina D.B. Bucka, który skons-

truował układ przełączający, zwany kriotronem. Duża szybkość przełączania, małe wymiary, minimalna moc zasilania oraz bardzo duża trwałość - oto główne cechy tego przełącznika, wskazujące na jego szczególną przydatność do budowy maszyn matematycznych, niosące zapowiedź daleko posuniętej miniaturyzacji ich podzespołów, w tym także pamięci. Pierścieniowa odmiana kriotyonu, w której nadprzewodnik stanowi zamknięty obwód, może bowiem utrzymywać obieg prądu nieskończenie długo, tworząc doskonałą komórkę pamięciową.

W owym czasie wydawało się, że jedyną przeszkodą na drodze do pełnej supremacji technologii kriogenicznej nad innymi technologiami stosowanymi do tej pory w maszynach matematycznych jest potrzeba wytwarzania temperatur bliskich absolutnego zera, co wiązać się będzie z instalacją złożonych i kosztownych urządzeń chłodzących. Dostrzegano więc tylko problem ekonomiczny, a sposoby jego rozwiązania widziano w budowie odpowiednio dużych systemów. Niestety, mimo poważnych wysiłków wielu firm /np. RCA, IBM, SIEMENS, BULL-GE/, na razie nie spełniły się nadzieje pokładane w nowej technologii. W toku badań pojawiały się coraz to nowe trudności, powiększane przez fakt, że początkowe prace obejmowały całokształt zagadnień związanych z budową zintegrowanych systemów kriogenicznych, a nie tylko samych pamięci, ponadto musiano zdobywać doświadczenia zarówno w dziedzinie nadprzewodnictwa, jak i technologii warstw cienkich.

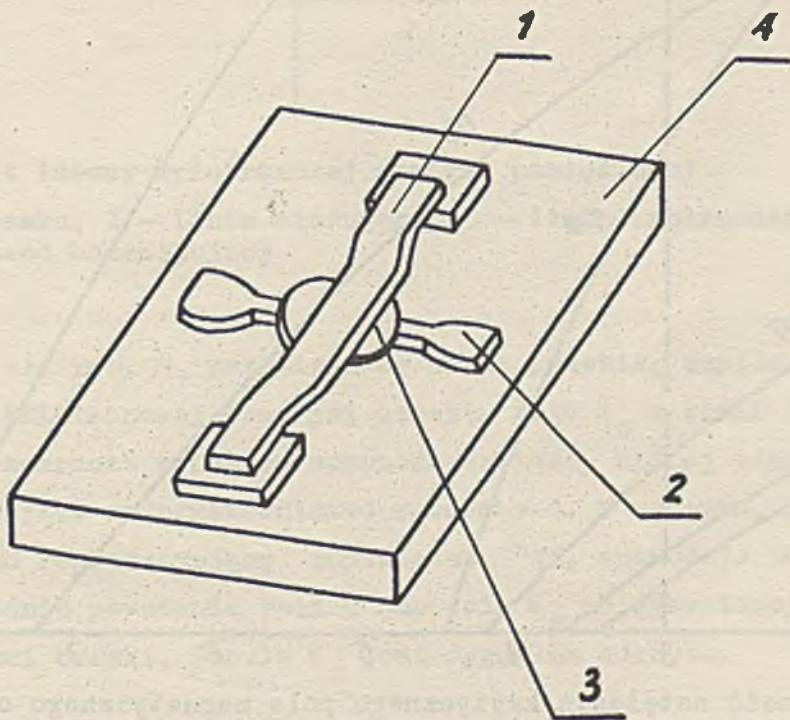
Trzeba podkreślić, że już wtedy chodziło o opanowanie procesów produkcji masowej, pozwalających na budowę dużych systemów, gdyż tylko one uzasadniały instalację kosztownych urządzeń chłodzących. Dla przykładu można podać, że w przypadku samej pamięci jej ekonomiczną pojemność oceniono na co najmniej 10^7 bitów.

Do roku 1965 prace te nie przyniosły oczekiwanych rezultatów i właściwie znalazły się w impasie. Niewątpliwie przyczynił się do tego ogromny rozwój technologii mikroelektronicznych układów scalonych, która stała się podstawową technologią w realizacji sieci logicznych maszyn cyfrowych, bezkonkurencyjną w porównaniu z trudną do zastosowania technologią kriogeniczną. Rezygnacja z nadziei na zintegrowany system kriogeniczny pozwoliła jednak na koncentrację wysiłków wyłącznie na zagadnieniach pamięciowych. Ich rezultatem był model pamięci o pojemności 14 000

bitów, opracowany przez firmę RCA [7], [4], i rozwiązanie podstawowych problemów związanych z budową pamięci masowej o pojemności ponad 100 milionów bitów [5].

2. Koncepcje komórki pamięciowej

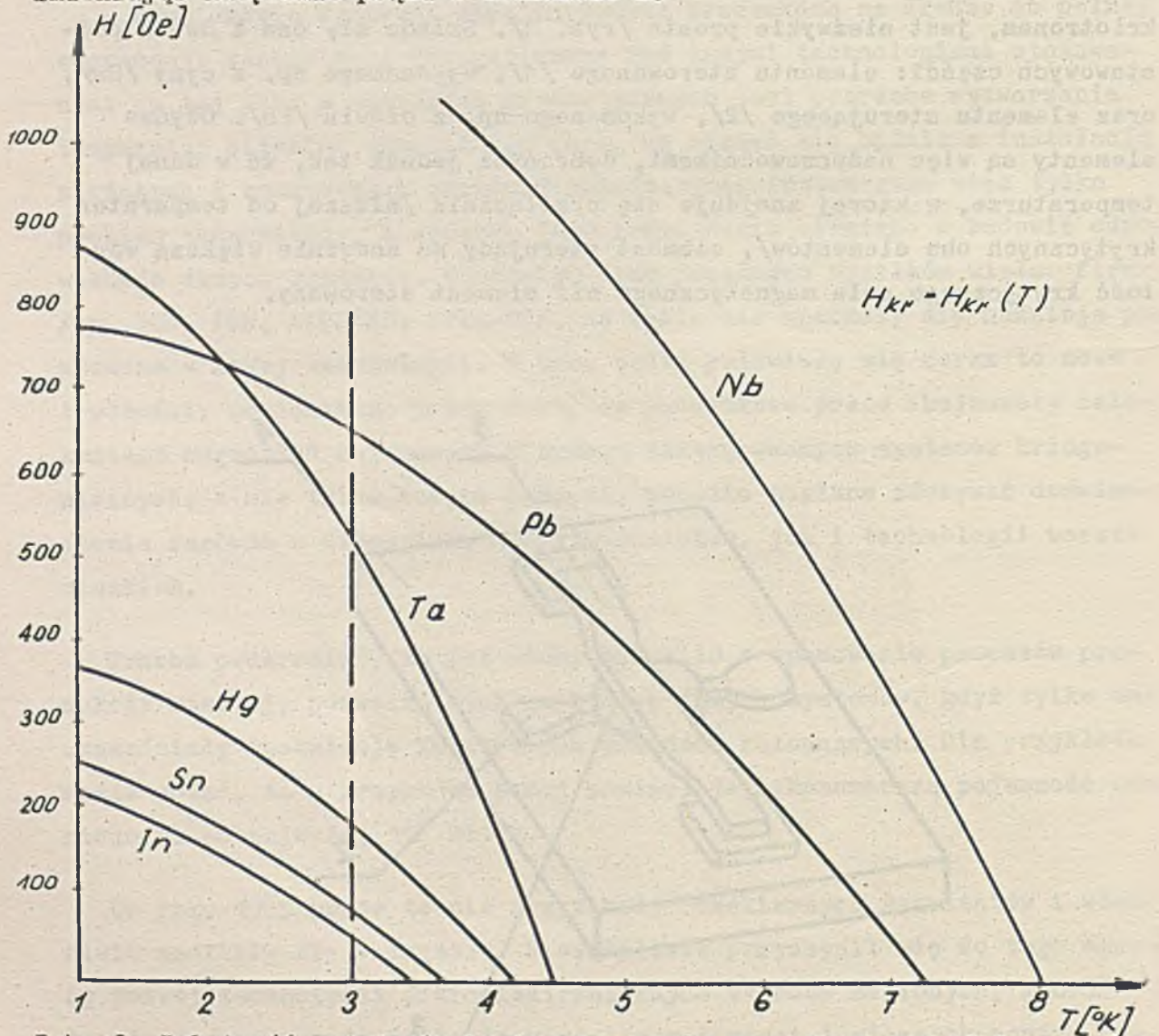
Jak już wspomnieliśmy, nadprzewodnictwo i możliwość oddziaływania na to zjawisko zostały praktycznie wykorzystane do zmiany natężenia prądu w obwodzie. Konstrukcja takiego układu przełączającego, zwanego kriotronem, jest niezwykle prosta /rys. 1/. Składa się ona z dwóch podstawowych części: elementu sterowanego /1/, wykonanego np. z cyny /Sn/, oraz elementu sterującego /2/, wykonanego np. z ołowiu /Pb/. Obydwa elementy są więc nadprzewodnikami, dobranymi jednak tak, że w danej temperaturze, w której znajduje się przełącznik /niższej od temperatur krytycznych obu elementów/, element sterujący ma znacznie większą wartość krytycznego pola magnetycznego niż element sterowany.



Rys. 1. Kriotron cienkowarstwowy

1 - warstwa sterowana, 2 - warstwa sterująca,
3 - warstwa izolacyjna, 4 - płytka szklana

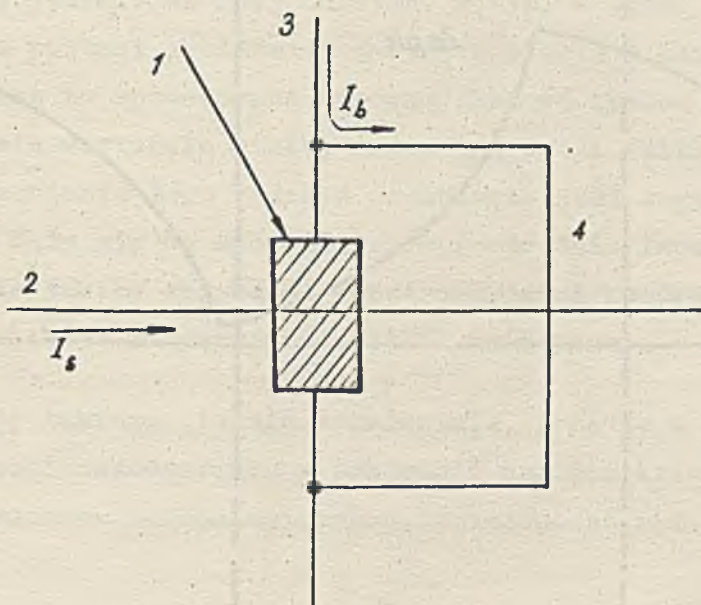
Z rys. 2 odczytujemy, że na przykład w temperaturze 3°K dla zastosowanej w przełączniku cyny pole krytyczne wynosi ok. 100 Oe, a dla ołowiu ponad 600 Oe. Dzięki temu przepływ prądu przez ołowiany element 2 może wywołać pole magnetyczne o takim natężeniu, że zostanie usunięte nadprzewodnictwo w cynowym elemencie 1, natomiast stan nadprzewodzący ołowiu pozostanie niezmienny. Jeżeli przez element 1 przepływał w tym czasie prąd, jego natężenie ulegnie zmniejszeniu. Element 1 pełni więc tutaj funkcję "bramki", której otwarciem czy zamknięciem można sterować, zmieniając natężenie prądu w elemencie 2.



Rys. 2. Zależność natężenia krytycznego pola magnetycznego od temperatury dla różnych metali

Konstrukcja kriotronu cienkowarstwowego z rys. 1 może być w prosty sposób zamieniona na komórkę pamięciową. W tym celu wyposaża się ją w

obwód bocznikujący bramkę, wykonany również z materiału nadprzewodzącego. Prąd wzbudzony w powstałej w ten sposób pętli płynie tak długo, dopóki pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego w bramce nie zostanie usunięte nadprzewodnictwo. Z tą zdolnością kriotronu do trwałego "pamiętania" wzbudzonego w nim prądu wiąże się zwykle zapis informacji o wartości "1", a z brakiem prądu w pętli zapis informacji o wartości "0". Schemat ideowy takiej komórki pamięciowej pokazano na rys. 3.



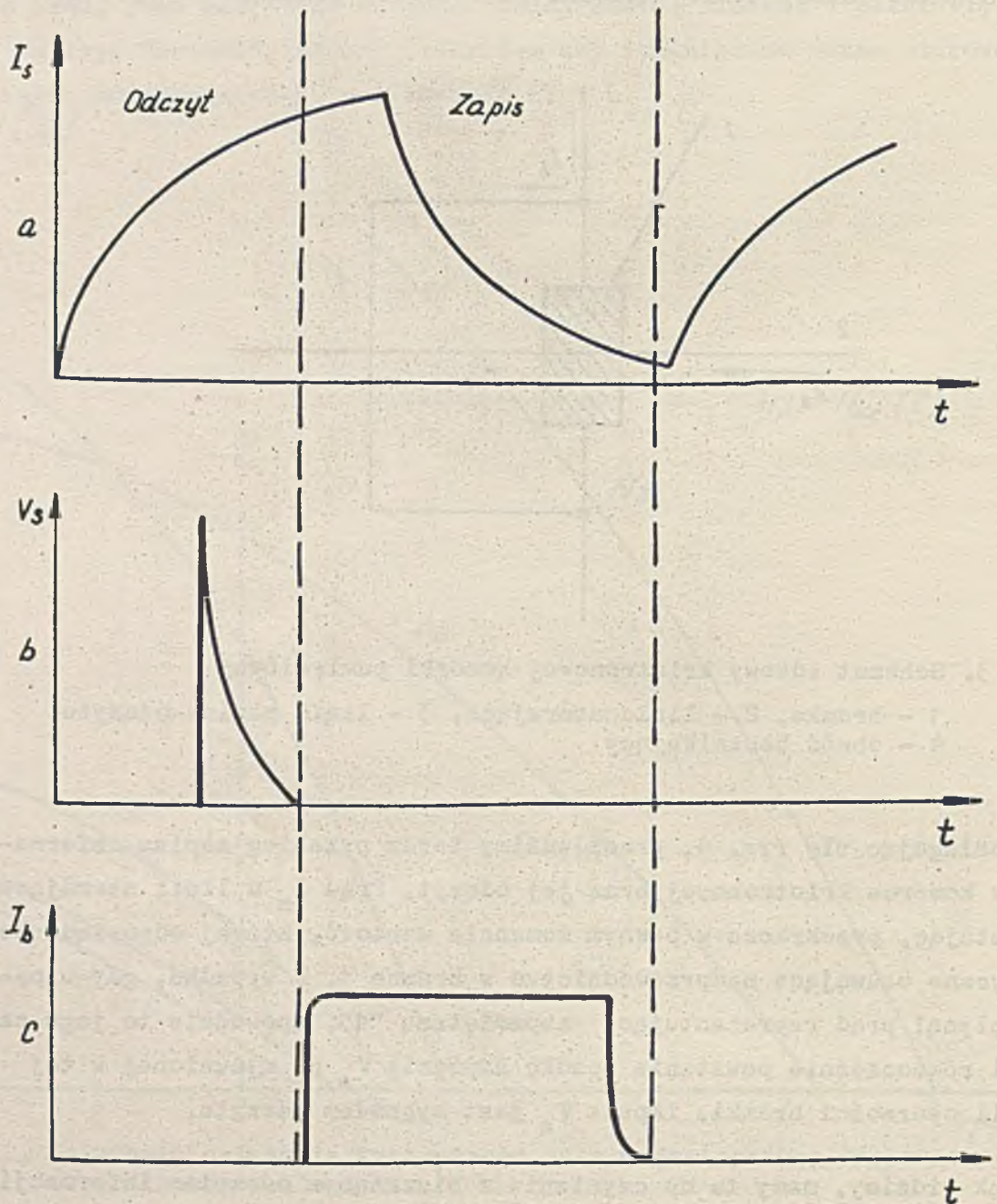
Rys. 3. Schemat ideowy kriotronowej komórki pamięciowej

- 1 - bramka, 2 - linia sterująca, 3 - linia zapisu-odczytu,
- 4 - obwód bocznikujący

Posługując się rys. 4, prześledzimy teraz przebieg zapisu informacji w komórce kriotronowej oraz jej odczyt. Prąd I_s w linii sterującej 2, wzrastając, przekracza w pewnym momencie wartość, której odpowiada pole krytyczne usuwające nadprzewodnictwo w bramce 1. W wypadku, gdy w pętli płynął prąd reprezentujący zapamiętaną "1", spowoduje to jego zanik i równocześnie powstanie spadku napięcia V_s na ujawnionej w tej chwili oporności bramki. Impuls V_s jest sygnałem odczytu.

Jak widzimy, mamy tu do czynienia z niszczącym odczytem informacji. Jej regeneracja, równoznaczna z zapisem, jest kontynuacją cyklu rozpoczętego odczytem i odbywa się w następujący sposób: Po zaniku napięcia V_s prąd I_s w dalszym ciągu wymusza stan "zamknięcia" bramki, na

skutek czego impuls prądu I_b , posłany w linię 3, popłynie w obwodzie bocznikującym 4. Spadek natężenia prądu I_s przywraca stan nadprzewodnictwa w bramce i od tej chwili w pętli znów zaczyna płynąć prąd stały, początkowo podtrzymywany dodatkowo przez siłę elektromotoryczną samoindukcji pętli.



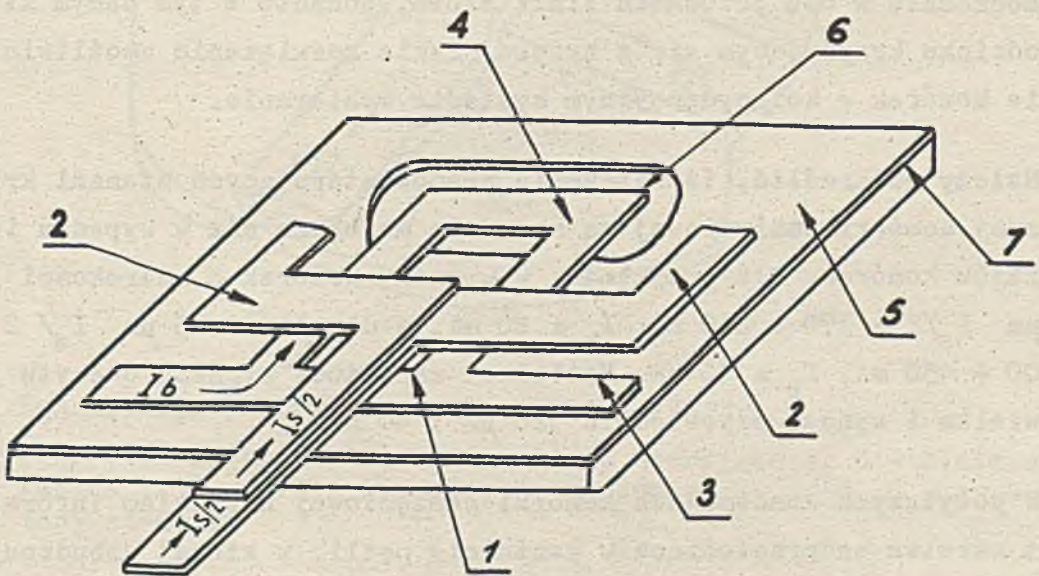
Rys. 4. Harmonogram pracy komórki kriogenicznej

a - prąd sterujący, b - sygnał odczytu, c - prąd zapisu

Zauważmy, że warunki sterowania komórki kriotronowej są bardzo podobne do sterowania innych rodzajów komórek, np. cienkowarstwowych. Przez analogię więc, w dalszym ciągu rozważań, linię sterującą stanem bramki będziemy nazywać linią słowa, a linię, w której pojawia się sygnał odczytu i za pomocą której wpisuje się "1" do komórki, linią bitową. O słuszności tej analogii przekonamy się przy omawianiu struktury płatu.

Powróćmy jeszcze do fazy odczytu. Z rys. 4 widać, że sygnał V_s pojawia się w postaci gwałtownej zmiany napięcia o bardzo krótkim czasie trwania. Jest to spowodowane zarówno skokową zmianą stanu bramki, jak i bardzo małą wartością stałej czasu L/R pętli /kilka nanosekund/. Ponieważ wzmacnianie tego rodzaju przebiegów jest zagadnieniem złożonym, w praktyce dąży się do wydłużenia czasu trwania impulsu, głównie przez zastosowanie takich rozwiązań konstrukcyjnych komórki, które wykazywałyby jak największą indukcyjność pętli pamięciowej.

Koncepcję takiego właśnie rozwiązania, ponadto w wersji uwypuklającej możliwość zastosowania w produkcji pamięci kriogenicznych nowoczesnych procesów technologicznych, pokazano na rys. 5 [7]. Komórka



Rys. 5. Konstrukcja komórki dyskretnej /RCA/

- 1 - bramka, 2 - ołowiana linia słowa, 3 - cynowa linia bitowa,
- 4 - obwód bocznikujący, 5 - warstwa ołowiana, 6 - otwór,
- 7 - płytka szklana

pamięciowa jest zbudowana z czterech warstw metalicznych, odizolowanych wzajemnie warstwami tlenku krzemu /na rysunku nie uwidocznione/. Kolejne warstwy są napyłane jedna na drugiej, a do wykonania w nich elementów komórki stosuje się technikę fotochemigrafii. Oczywiście, że tą metodą sporządza się od razu cały płat. Otwór 6 w ołowianej warstwie 5, osadzonej bezpośrednio na szklanej płytce nośnej, ma za zadanie zwiększyć indukcyjność obwodu bocznikującego 4 /około 100 razy/. Pętla pamięciowa, utworzona z obwodu bocznikującego i bramki 1, oraz linia bitowa 3 stanowią całość i są wytrawione w tej samej warstwie cynowej. Nad nimi w dwóch kolejnych warstwach ołowianych wykonano połówki linii słowa 2. Szerokość wszystkich linii jest jednakowa i wynosi $50 \mu\text{m}$. W tym wypadku gęstość upakowania jest równa $10 \text{ komórek}/\text{mm}^2$.

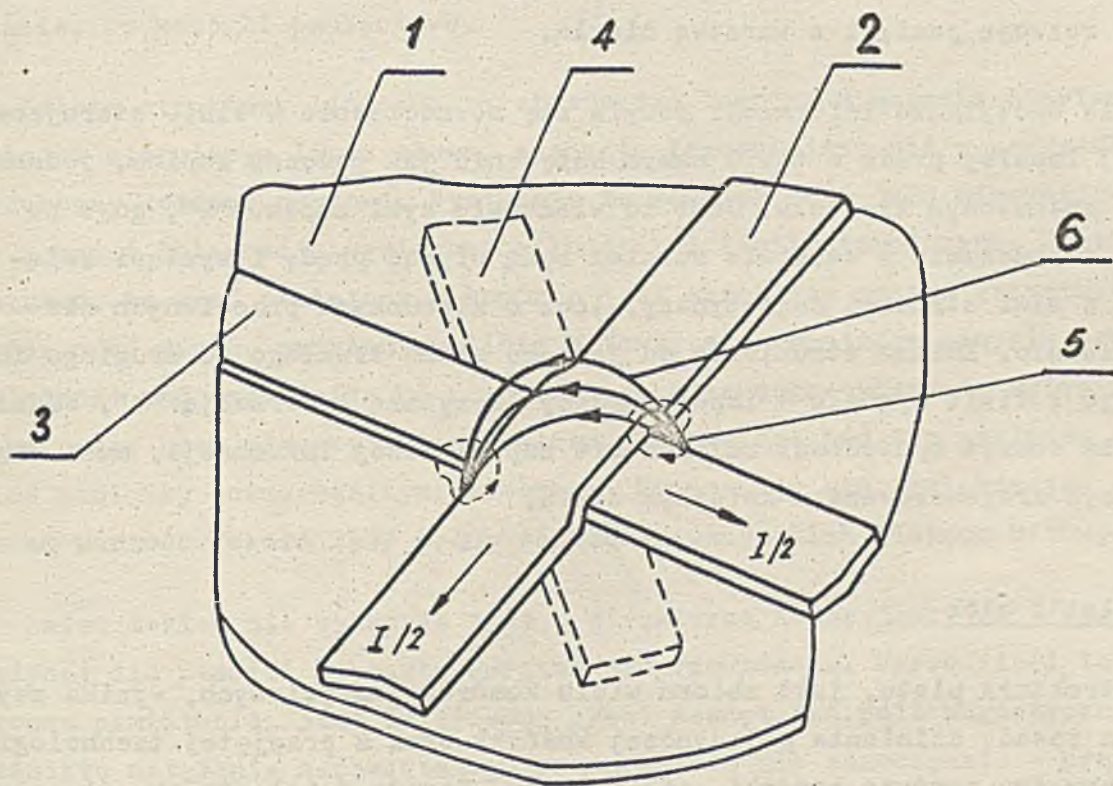
Zwężenie linii do $25 \mu\text{m}$ podwaja gęstość upakowania, jednakże wtedy kilkakrotnie zmniejsza się amplituda sygnału odczytu. W porównaniu z przedstawioną wcześniej koncepcją komórki podział linii słowa stanowi jedyną różnicę. Prąd $I_s/2$ płynący w jednej połówce linii 2 wytwarza pole o natężeniu mniejszym od krytycznego, nie zakłóca więc stanu nadprzewodnictwa zarówno bramki, jak i obwodu bocznikującego. Oporność ujawni się w bramce /i tylko w niej/ dopiero wtedy, gdy prądy $I_s/2$ popłyną równocześnie w obu połówkach linii słowa, ponadto w tym samym kierunku na odcinku krzyżującym się z bramką. Takie rozwiązanie umożliwia stosowanie komórek w koincydencyjnym systemie wybierania.

Należy podkreślić, że natężenia prądów sterujących stanami kriogenicznej komórki pamięciowej są znacznie mniejsze niż w wypadku innych rodzajów komórek. Dla przykładu, w wypadku komórek o szerokości linii $50 \mu\text{m}$ $I_s/2 = 170 \div 260 \text{ mA}$, $I_b = 20 \text{ mA}$, a dla linii $25 \mu\text{m}$ $I_s/2 = 100 \div 150 \text{ mA}$, $I_b = 10 \text{ mA}$. Natomiast amplituda sygnału odczytu jest niewielka i wynosi odpowiednio $120 \mu\text{V}$ i $40 \mu\text{V}$.

W powyższych koncepcjach komórki pamięciowej nośnikiem informacji jest warstwa nadprzewodząca w kształcie pętli, w której wzbudzony prąd reprezentujący "1" może płynąć trwale, bez dostarczania dodatkowej energii z zewnątrz.

Taką strukturę komórki nazywamy dyskretną.

Okazuje się, że efekt pamiętania może być osiągnięty nie tylko w specjalnie uformowanym elemencie nadprzewodzącym, lecz także w warstwie ciągłej [1], podobnie jak to ma miejsce np. w przypadku cienkich warstw magnetycznych. Koncepcję takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 6. Komórkę pamięciową stanowi tu fragment warstwy nadprzewodzącej 1, nad którym krzyżują się linie sterujące 2, 3. Przez obszar skrzyżowania przechodzi również linia sygnału 4. Wszystkie linie i warstwa ciągła są wzajemnie izolowane, a technologia ich wykonawstwa jest taka sama, jaką już poznaliśmy przy omawianiu komórek dyskretnych.



Rys. 6. Konstrukcja komórki z warstwą cienką /IBM/

1-warstwa nadprzewodząca, 2 - linia sterująca X, 3 - linia sterująca Y, 4 - linia sygnału, 5 - zapamiętany prąd, 6 - zapamiętany strumień

Mechanizm pamiętania jednobitowej informacji w takiej komórce jest inny niż w komórce dyskretnej. Koincydencja prądów $I/2$ w liniach sterujących 2 i 3 wytwarza pole o natężeniu większym od krytycznego, co powoduje usunięcie nadprzewodnictwa w warstwie, w miejscu znajdującym

się pod skrzyżowaniem linii. Odpowiadająca zanikowi prądów zmiana strumienia magnetycznego indukuje w tym obszarze warstwy prądu, które od momentu przywrócenia nadprzewodnictwa w warstwie będą płynąć trwale, stając się z kolei źródłem trwałego strumienia.

Prądy te i związany z nimi strumień reprezentują zapamiętaną informację, np. "1". Ich natężenie zależy od stopnia czystości i ziarnistości warstwy nadprzewodzącej, temperatury, szerokości linii sterujących i cieplnej stałej czasu komórki pamięciowej. Z czynników tych najtrudniej osiągnąć jednorodną strukturę warstwy na całej powierzchni płatu, co powoduje duży rozrzut parametrów komórek i stanowi główną przeszkodę w rozwoju pamięci z warstwą ciągłą.

Dla odczytania informacji posyła się równocześnie w linie sterujące 2 i 3 impulsy prądu o takim samym natężeniu jak podczas zapisu, jednakże o zmienionym kierunku. Jest to właściwie cykl zapisu "0", gdyż po jego zakończeniu w warstwie również będą płynąć prądy i wystąpi związany z nimi strumień magnetyczny, lecz o kierunkach przeciwnych niż poprzednio. Zmiana strumienia od jednego stanu trwałego do drugiego indukuje w linii sygnału 4 impuls będący odczytaną informacją "1". Widzimy, że odczyt spowodował zniszczenie zapamiętanej informacji, musi więc ona być zregenerowana w kolejnym cyklu.

3. Płat i blok

Struktura płatu, jako zbioru wielu komórek pamięciowych, wynika zwykle z zasady działania pojedynczej komórki oraz z przyjętej technologii wykonawstwa zarówno komórki, jak i płatu. Zasada działania określa strukturę logiczną płatu, technologia jego kształt konstrukcyjny. Tak więc na podstawie opisu w p. 2 możemy stwierdzić, że dyskretne komórki kriogeniczne z rys. 3 utworzą płat o strukturze liniowej, komórki zaś z rys. 5 płat o strukturze dowolnej: liniowej, koincydencyjnej, bądź hybrydowej. Natomiast komórki z warstwą ciągłą /rys. 6/ są przydatne tylko do budowy pamięci koincydencyjnych.

Pod względem konstrukcyjnym wszystkie rodzaje płatów są podobne. Ich warstwowa struktura odpowiada ściśle omówionej poprzednio, ewentualnie jest do niej zbliżona, bowiem przedstawione na rysunkach 5 i 6

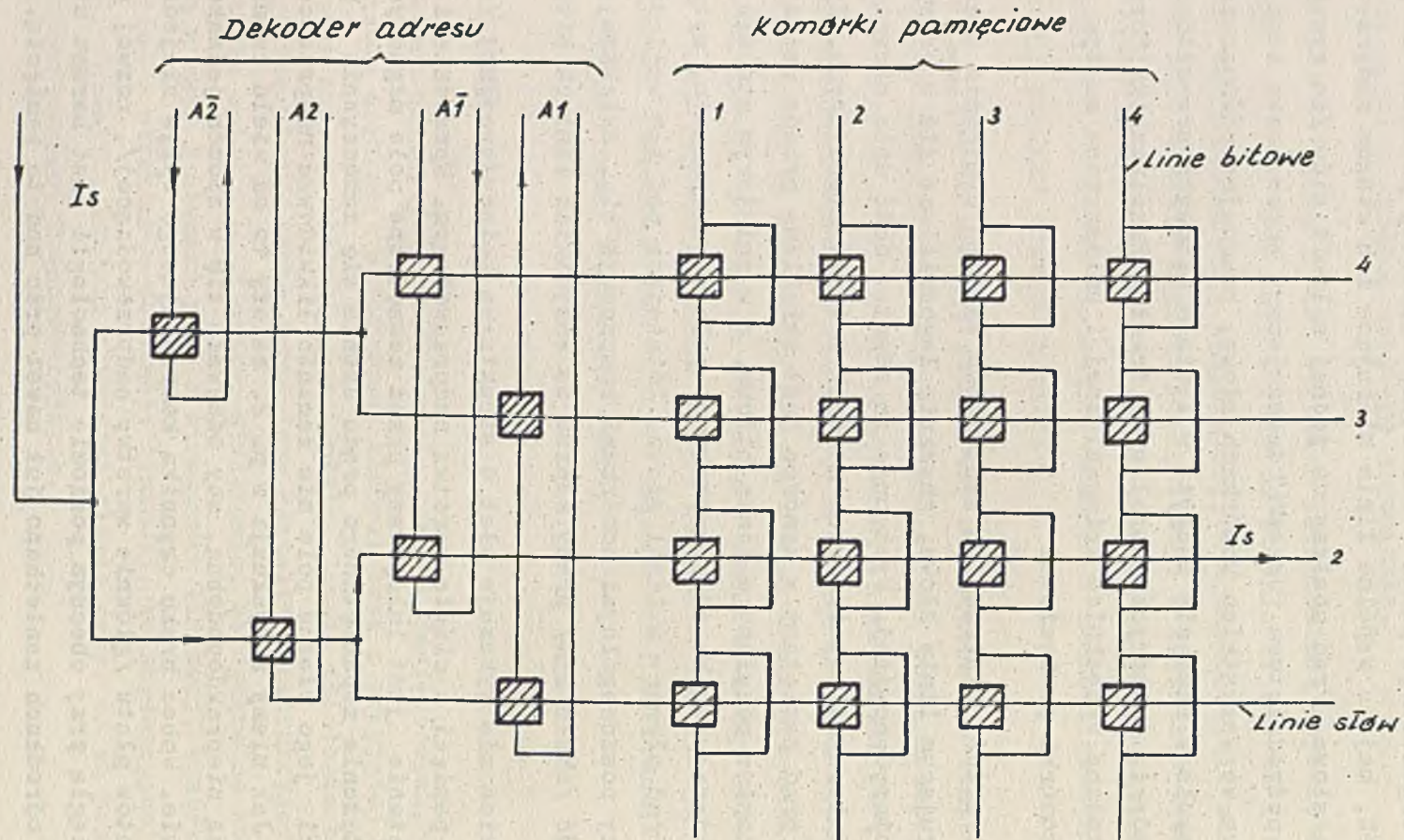
komórki nie stanowią samodzielnych elementów konstrukcyjnych, a są wycinkami odpowiednich płytów, wytworzonych jako jednolite zespoły.

Przykład organizacji płatu w strukturze liniowej pokazano na rys. 7. Grupy komórek, mające wspólne linie sterujące ich stanem nadprzewodnictwa, tworzą słowa. Prąd posłany do jednej z linii słów /na rysunku do linii 2/ za pośrednictwem "drzewka" dekodującego adres usuwa stan nadprzewodnictwa we wszystkich komórkach słowa, powodując równocześnie powstanie impulsów napięcia odczytu w liniach bitowych przechodzących przez te komórki, w których płynął prąd trwały. Przełączniki "drzewka" są także wykonane w technice kriogenicznej i umieszczone na tym samym płacie, co komórki pamięciowe.

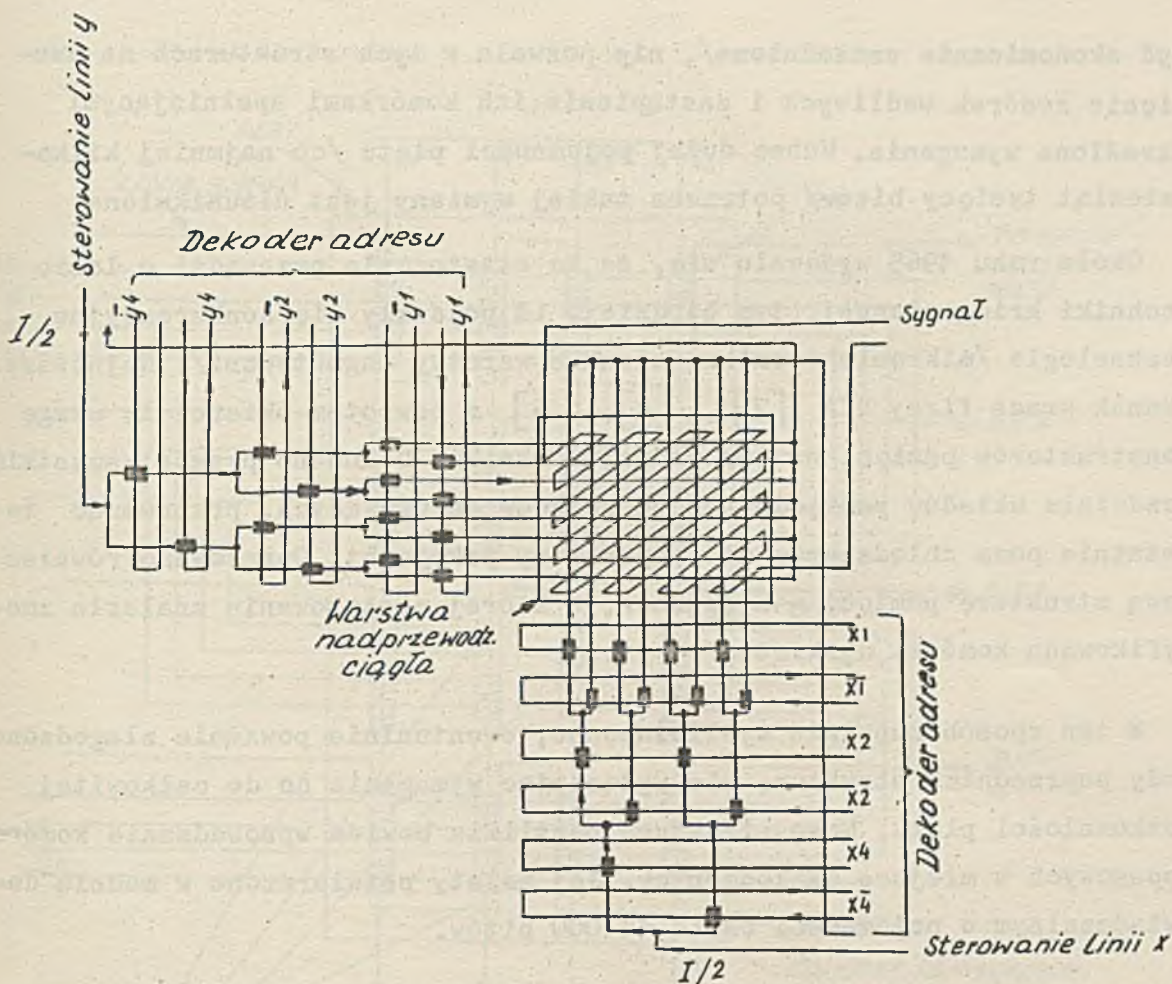
Zaletą struktury liniowej są stosunkowo łagodne wymagania stawiane układom sterującym linie słowa, znacznie łagodniejsze niż w przypadku struktury koincydencyjnej. Występuje tu również dość duża niewrażliwość na rozrzut tolerancji wymiarowych komórek i linii sterujących. Wynika to stąd, że prąd pamiętany w komórce jest określany przede wszystkim przez prąd zapisu posyłany w linię bitową, a w mniejszym stopniu przez zależność nadprzewodnika od zewnętrznego pola magnetycznego, wytwarzanego przez prąd płynący w linii słowa. Istniejące pod tym względem różnice pomiędzy poszczególnymi komórkami kompensuje się, zwiększając o pewną wartość /około 25%/ prądu zapisu we wszystkich liniach bitowych.

Zalet takich nie wykazuje płyt o strukturze koincydencyjnej /rys. 8/, jedynej dla pamięci z ciągłą warstwą nadprzewodzącą. Wprawdzie i tutaj proces pamiętania jest inicjowany przez zewnętrzne pole magnetyczne, jednakże natężenie zapamiętanego prądu ustala się samoczynnie - prąd rośnie dopóki jego własne pole nie zacznie likwidować nadprzewodnictwa w warstwie. Jak wiemy z dyskusji w p. 2, zależy to od wielu czynników i jest rzeczą nieprawdopodobną, aby odbywało się w sposób jednakowy w całej warstwie. Wobec braku czynnika kompensującego wpływ niejednorodności elementów płatu /głównie warstwy nadprzewodzącej/, rozwój pamięci z warstwą ciągłą przy obecnym poziomie technologii jest bardzo utrudniony. W wielu ośrodkach zaniechano już nawet prac nad tą pamięcią.

Wspólną cechą obydwu wyżej opisanych płytów jest scalenie elementów pamięciowych z elementami dekodującymi adres. Takie rozwiązanie zapew-



Rys. 7. Schemat płatu o strukturze liniowej



Rys. 8. Schemat płyty o strukturze koincydencyjnej

nia wprowadzie niewielką liczbę połączeń pamięci z maszyną, jednakże wadą jego jest brak możliwości dokonywania oddzielnie oceny komórek pamięciowych i drzewka dekodującego. Wymaga ono ponadto posyłania do komory chłodziarki, w której znajduje się pamięć, prądów o większych natężeniach niż w przypadku płyty zawierającego tylko komórki pamięciowe. Dotyczy to głównie prądów w liniach adresowych, sterujących stacjami kriotronów w drzewku dekodującym. Ich pole zakłóca komórki pamięciowe położone w pobliżu dekodery, a także może naruszać stan nadprzewodnictwa linii ołowianych w drzewku w miejscach wadliwych. Następuje również niepożądany wzrost ciepła w komorze chłodziarki.

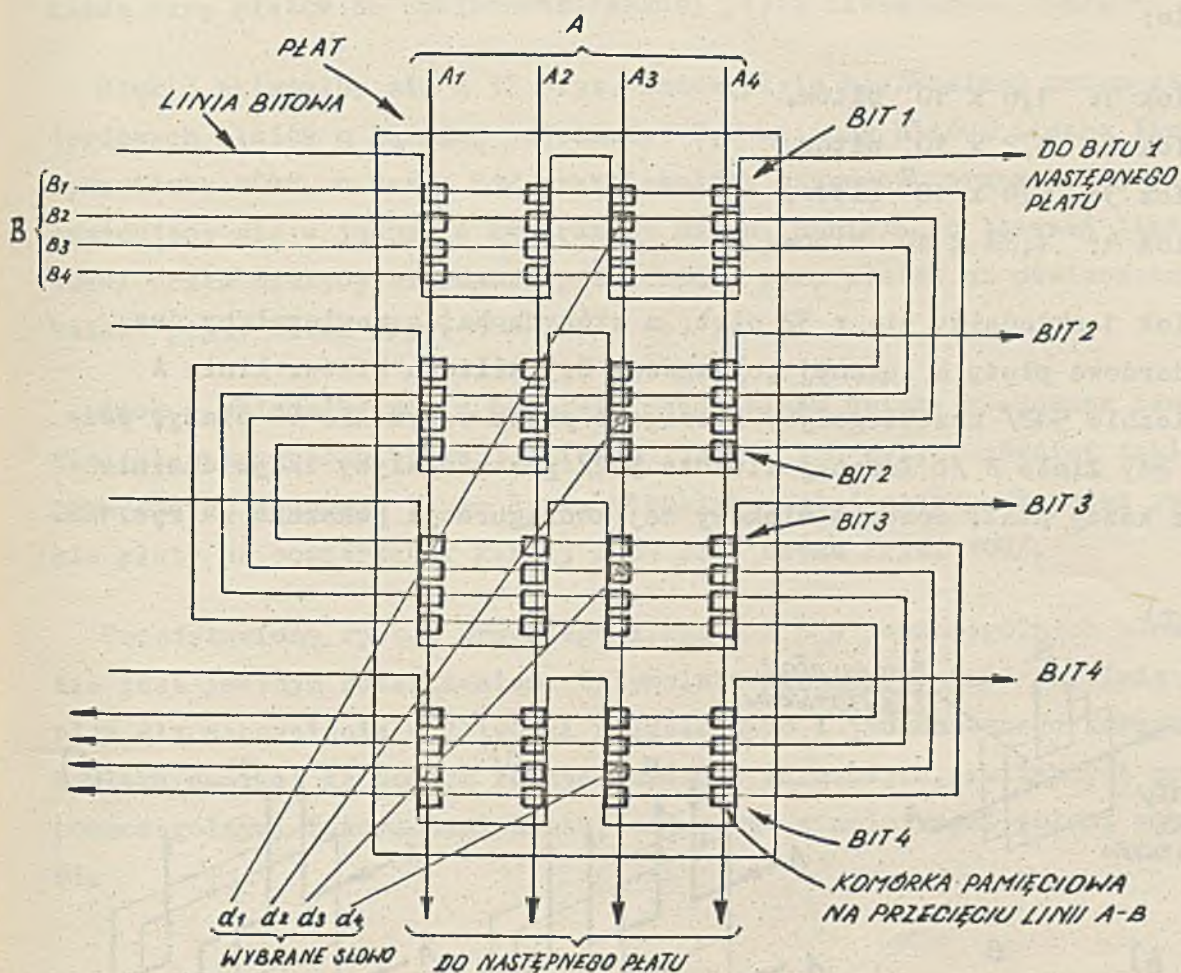
Jednakże nie wymienione wady zadecydowały o nieprzydatności struktur liniowej i koincydencyjnej do budowy pamięci kriogenicznych. Wysoki stopień scalenia płyty, nieodzowny w wypadku pamięci o dużych pojemnościach - ponad 10^7 bitów /a tylko tutaj stosowanie techniki kriogenicznej może

być ekonomicznie uzasadnione/, nie pozwala w tych strukturach na usunięcie komórek wadliwych i zastąpienie ich komórkami spełniającymi określone wymagania. Wobec dużej pojemności płyty /co najmniej kilkadziesiąt tysięcy bitów/ potrzeba takiej wymiany jest nieunikniona.

Około roku 1965 wydawało się, że to ostatecznie przesądzi o losie techniki kriogenicznej, tym bardziej, iż pojawiły się konkurencyjne technologie /mikroelektronika, cienkie warstwy magnetyczne/. Najnowsze jednak prace firmy RCA [7], [4], [5] z powrotem skierowały uwagę konstruktorów pamięci na ten rodzaj techniki. Dokonano przede wszystkim rozdziału układów pamięciowych od układów dekodujących, przenosząc te ostatnie poza chłodziarkę do temperatury pokojowej. Opracowano również nową strukturę pamięci - hybrydową, w której zastosowanie znalazła zmodyfikowana komórka dyskretna z rys. 5.

W ten sposób zupełnie wyeliminowano, ewentualnie poważnie złagodzone wady poprzednich struktur, nie wyłączając wymagania co do całkowitej doskonałości płyty. Nowa struktura umożliwia bowiem wprowadzanie komórek zapasowych w miejsce uszkodzonych. Jej zalety potwierdzono w modelu doświadczalnym o pojemności około 14 000 bitów.

Przykład hybrydowego płyty kriogenicznego pokazano na rys. 9. Pojemność tego płyty wynosi 16 słów 4-bitowych, zgrupowanych w tzw. multi-słowa wzdłuż linii sterujących A. Poszczególne bity słowa wyznaczone są w miejscach przecięcia odpowiednich linii A i B. Linie A oznaczone tym samym numerem na wszystkich płytach bloku są łączone szeregowo i zasilane tylko przez jeden dekodery. Linie B przecinają linie A wielokrotnie na płacie, na skutek czego ich liczba jest niewielka w stosunku do pojemności płyty. Równoczesne wysterowanie pary linii A i B pobudza pewną liczbę komórek znajdujących się na przecięciu obu linii, odpowiadającą liczbie bitów w słowie. Każda linia B płyty jest zasilana przez oddzielny dekodery. Komórki leżące na przecięciach wszystkich linii B z kolejnymi liniami A tworzą grupy bitowe, związane wspólną linią bitową, której przyporządkowany jest określony numer bitu w słowie. Liczba linii bitowych w bloku pamięci /a więc i związanych z nimi grup bitowych/ jest zwykle większa o około 10% niż to wynika z nominalnej długości słowa, co ma zapewnić możliwość zastąpienia uszkodzonych komórek, jak również kontrolę i autokorektę błędów.



Rys. 9. Schemat płyty o strukturze hybrydowej /RCA/

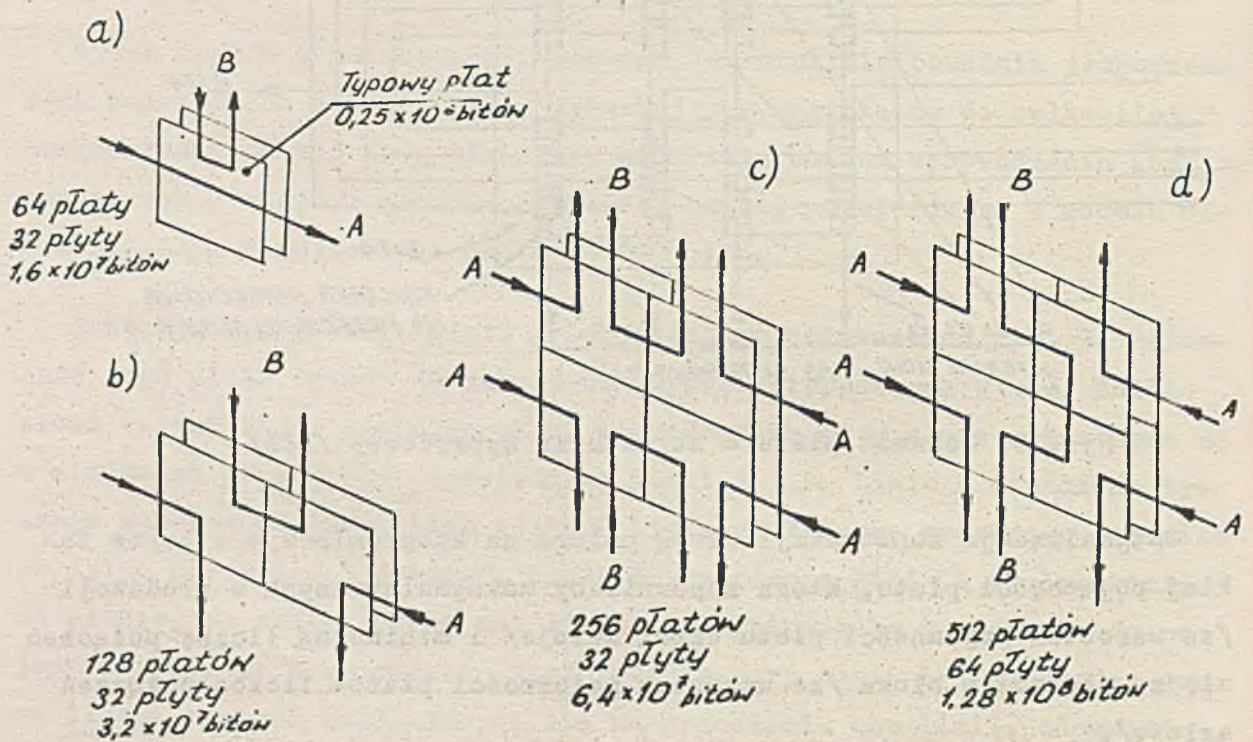
Optymalizacja konstrukcji bloku polega na kompromisowym wyborze takiej pojemności płyty, która zapewniłaby maksymalny uzysk w produkcji /ze wzrostem pojemności płyty uzysk maleje/ i minimalną liczbę połączeń między płytami w bloku /ze wzrostem pojemności płytów liczba połączeń maleje/.

Przeprowadzona analiza [4] uwzględniająca obecny poziom technologii wykazuje, że taki optymalny płyt powinien mieć pojemność około 250 000 bitów. Stanowiłby on standardową jednostkę konstrukcyjną do budowy bloków pamięci o pojemności co najmniej do 10^8 bitów. Płyt ten zawierałby 512 linii typu A, 8 linii typu B i 72 linie bitowe, z czego 64 odpowiadałyby normalnej długości słowa, pozostałe zaś 8 stanowiłyby zapas przeznaczony do wymiany i kontroli.

Proponuje się następujące pojemności bloków opartych na standardowym płacie:

- Blok 1: $1,6 \times 10^7$ bitów.
- Blok 2: $3,2 \times 10^7$ bitów.
- Blok 3: $6,4 \times 10^7$ bitów.
- Blok 4: $1,28 \times 10^8$ bitów.

Blok 1 składałby się z 32 płyt, z których każda zawierałaby dwa standardowe płyty o łącznej pojemności 0,5 miliona bitów. Linie A /w liczbie 512/ przebiegałyby szeregowo przez wszystkie 64 płyty, podczas gdy linie B /o łącznej liczbie 512/ przebiegałyby indywidualnie przez każdy płyt. Schemat blokowy tej konfiguracji pokazano na rys.10a.



Rys. 10. Konfiguracje bloków pamięci kriogenicznej /RCA/

Blok 2 składałby się również z 32 płyt, jednakże większych niż poprzednio. Każda płyta zawierałaby cztery standardowe płyty o łącznej pojemności 1,0 milion bitów. Liczba linii A wynosiłaby 1024, z czego 512 przebiegałoby szeregowo przez wszystkie płyty po stronie lewej płyt, pozostałe 512 szeregowo przez wszystkie płyty po stronie prawej

plyt. Linie B /o łącznej liczbie 512/ przebiegałyby szeregowo przez każdą parę płytów na powierzchni każdej płyty bloku /rys. 10b/.

Blok 3 składałby się z 32 płyt. Każda płyta zawierałaby osiem standardowych płytów o łącznej pojemności 2,0 miliony bitów. Liczba linii A wynosiłaby 2048, z czego 512 przebiegałoby szeregowo przez każdy płyt znajdujący się w jednym z kwadrantów bloku. Linie B /o łącznej liczbie 1024/ przebiegałyby szeregowo przez każdą parę płytów na powierzchni każdej płyty bloku /rys. 10c/.

Blok 4 składałby się z 64 płyt. Każda płyta byłaby zbudowana identycznie jak w przypadku bloku 3. Liczby linii A i B byłyby również takie jak poprzednio, jednakże linie B przebiegałyby tutaj szeregowo przez wszystkie płyty na powierzchni każdej z 64 płyt bloku /rys. 10d/.

Przedstawiony sposób przebiegu linii A i B w poszczególnych blokach nie jest jedynym rozwiązaniem. Optymalnie można prowadzić te linie również dla zapewnienia możliwości niezależnego i jednoczesnego korzystania z bloku pamięci za pomocą różnych układów adresowych, związanych np. z poszczególnymi kwadrantami bloku, czy nawet z mniejszymi polami roboczymi.

Literatura

- [1] CASWELL H.L.: Techniques of Memories. Colloque International, Paris, 5-10 April 1965.
- [2] FEISSEL H., GALLET F.: Caractéristiques principales des éléments de mémoire à plan supraconducteur continu. Colloque International, Paris, 5-10 April 1965.
- [3] FEISSEL H., HUG J.: Marges de fonctionnement des mémoires à plan supraconducteur continu. Colloque International, Paris, 5-10 April 1965.
- [4] GANGE R.A.: Taking Cryoelectric Memories out of Cold Storage. Electronics, April 17, 1967.
- [5] GANGE R.A.: Cryoelectrics Memories: Best Hope for Large and Fast Storage Units. Electronics, March 17, 1969
- [6] LONDON F.: Superfluids, Vol. II, New York. John Wiley and Sons, 1954
- [7] SASS A.R. i inni: Cryotron-Based Random-Access Memory. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-3, No 3, September 1967.

- [8] SLADE A.E.: The Cryocell a Large, Random Access, Superconductive Memory. Colloque International, Paris, 5-10 April, 1965.
- [9] VON LANE M.: Theory of Superconductivity, New York, Academic Press, 1952.

Mgr inż. Zofia KLAUZNICER
Mgr inż. Jan RYŻKO
Instytut Maszyn Matematycznych

621.375.4:681.327.12:
681.327.66.042.15

WYBRANE UKŁADY WZMACNIACZY ODCZYTU PAMIĘCI FERRYTOWYCH

1. Wstęp

Wzmacniacze odczytu są układami stawiającymi przed konstruktorami trudne wymagania. Muszą one bowiem obok swej podstawowej funkcji, jaką jest wzmacnianie, eliminować różnorodne zakłócenia często przewyższające amplitudą sygnały użyteczne, a także rozróżniać "jedyńki" i "zera", których amplitudy często mają zbliżone wartości.

Artykuł niniejszy omawia wymagania stawiane wzmacniaczom odczytu i podaje szereg przykładów takich układów wzmacniaczy, które spełniają stawiane im wymagania. W opisach uwzględniono również układy opracowane i stosowane w Instytucie Maszyn Matematycznych.

Stosunkowo dużo uwagi poświęcono scalonemu układowi podwójnego komparatora μA 711, którego zastosowanie jako wzmacniacza odczytu wydaje się szczególnie interesujące. Układ ten został opisany w pracy R.J. Widlara [1], za którą podajemy schemat i zasadę działania komparatora, jego właściwości oraz przykłady wykorzystania jako wzmacniacza odczytu. Układ ten ma wiele zalet mimo znacznego stopnia komplikacji. Ciekawy jest również z tego względu, że reprezentuje ogólnoswiatowe tendencje scalania i miniaturyzacji podstawowych układów w maszynach cyfrowych. Warto też dodać, że produkcja scalonego sprzętu w USA już obecnie równoważna jest ilościowo produkcji elementów dyskretnych, a w 1972 r. przekroczy ją 3-krotnie [2].

Do scalania elektroniki związanej z pracą pamięci ferrytowych przystąpiono później niż do innych układów prostych, masowo występujących w maszynach cyfrowych, a wzmacniacz odczytu jako układ małej mocy mógł

być pierwszym z tej serii. Dlatego w aktualnych pracach nad wzmacniaczami odczytu scalanie jest również problemem istotnym.

2. Wymagania stawiane pamięciowym wzmacniaczom odczytu

Wzmacniacz odczytu stanowi jeden z najtrudniejszych do zaprojektowania podzespołów dużych i szybkich pamięci maszyn cyfrowych. Wynika to z szeregu sprzecznych często z sobą wymagań stawianych tym układom. Wymagania te zostaną tu wymienione i krótko omówione.

Sygnały wyjściowe z bloku nośnika informacji są na ogół o kilka rzędów wielkości mniejsze od standardowych impulsów maszyny. Dlatego podstawową funkcją wzmacniacza odczytu jest stabilne i nie wprowadzające opóźnienia wzmacnianie przebiegów napięciowych podawanych na jego wejście. Amplituda tych sygnałów wynosi w pamięciach ferrytowych przeciętnie kilkadziesiąt mV, bywa jednak również mniejsza, a w pamięciach cienkowarstwowych o płaskiej konfiguracji warstwy może mieć zaledwie ułamek miliwolta.

Czas trwania tych przebiegów, które można w pierwszym przybliżeniu aproksymować trójkątem równoramiennym, waha się od kilku do kilkuset nanosekund, co stawia wysokie wymagania odnośnie szerokości pasma wzmacniacza, które musi wówczas sięgać do kilkadziesiątu MHz. Wymaga to wysokiej wartości iloczynu wzmocnienia i szerokości pasma elementów półprzewodnikowych stosowanych we wzmacniaczu. Wysoka wartość tego iloczynu wyklucza często wysoką stabilność, jaka jest wymagana we wzmacniaczu. Dotyczy to zwłaszcza współczynnika wzmocnienia, który musi być utrzymywany w określonych granicach o ile chcemy uniknąć przekłamania informacji. Tolerancje wzmocnienia są określone przede wszystkim stosunkiem minimalnego sygnału jedyńki do maksymalnego sygnału zera na wejściu wzmacniacza.

Główne trudności, na jakie natrafiają konstruktorzy wzmacniaczy odczytu wynikają z faktu, iż oprócz sygnałów pożądaných, występują na wejściu wzmacniacza zakłócenia o amplitudzie wielokrotnie większej niż te sygnały. Zakłócenia mogą pojawiać się w dowolnej chwili lub być synchroniczne z sygnałami odczytu. Jeśli mamy do czynienia z zakłóceniami nieokresowymi, wzmacniacz winien przede wszystkim spełniać funkcję dys-

kryminatora amplitudy i wówczas istotnym parametrem jest stosunek sygnału do zakłóceń będący w jakimś stopniu miarą niezawodności urządzenia. Natomiast w przypadku występowania korelacji czasowych pomiędzy sygnałem a zakłóceniem, można określić przedziały czasowe, w których stosunek sygnału do zakłócenia osiąga maksimum. Najkorzystniej więc, aby wzmacniacz spełniał swoją rolę tylko w odpowiednim okresie cyklu. Realizowane jest to poprzez strobowanie, to znaczy podawanie impulsu strobujuącego, otwierającego wzmacniacz w żądanym przedziale czasu. W tym wypadku wzmacniacz realizuje funkcję iloczynu dla sygnału wejściowego i strobujuącego.

Inny podział zakłóceń wyodrębnia zakłócenia synfazowe i różnicowe. Pierwszy rodzaj spowodowany jest zwykle indukowaniem się sygnałów od prądowych impulsów zapisu. Pojawiają się one w obu wejściach wzmacniacza w jednakowej fazie. Natomiast zakłócenia różnicowe pochodzą głównie od półwybranych i nieprzełączonych rdzeni.

Do metod zmniejszania zakłóceń różnicowych zalicza się kompensację realizowaną w systemach pamięciowych o dwóch rdzeniach na bit, specjalny sposób prowadzenia uzwojeń w ramkach i całkowanie sygnału. Ta ostatnia metoda stosowana jest przede wszystkim w pamięciach, gdzie "zeru" odpowiada określona ilość przełączonego strumienia. Zastosowanie układu całkującego wnosi dodatkowe opóźnienie, jednakże wzmacniacze tego rodzaju charakteryzuje duża niezawodność.

Dobrze zaprojektowane ramki pamięciowe posiadają symetryczne uzwojenie względem ziemi, co czyni część zakłóceń synfazowymi. Zakłócenia w uzwojeniu odczytu związane z prądem zakazu są często od 10 do 100 razy większe od sygnałów pożądaných. Wzmacniacz odczytu powinien posiadać wysoki współczynnik eliminacji sygnałów synfazowych /większy od 100/.

Na wejściach wzmacniaczy odczytu pamięci ferrytowych pojawiają się zakłócenia synfazowe o amplitudzie znacznie wyższej od amplitudy sygnału pożądanego. Wzmacniacz taki musi być mało wrażliwy na zmianę postaci odczytywanej informacji. W przypadku stosowania układu zmiennoprądowego, stałe czasu obwodów sprzęgających powinny być odpowiednio małe. Problemów tych unika się w układach stałoprądowych.

Uzwojenie odczytu w powszechnie stosowanych szybkich pamięciach ferrytowych obejmuje zwykle kilka tysięcy rdzeni /najczęściej 4096/ i zachowuje się tak jak linia długa. Dlatego musi być ono obciążone swoją impedancją charakterystyczną, aby wyeliminować odbicia i skrócić czas trwania stanów nieustalonych. Wzmacniacz ma na ogół dużą impedancję wyjściową, a dopasowanie można uzyskać przez równoległe dołączenie odpowiednich oporników lub też bardzo małą impedancję. Stosuje się wówczas oporniki szeregowo. Jeśli impedancja wejściowa wzmacniacza przyjmuje wartości pośrednie, to w sumie winny one zapewniać właściwe dopasowanie.

Uzwojenia odczytu prowadzi się w taki sposób, aby uzyskać odpowiednią kompensację zakłóceń od rdzeni półwybranych. Na skutek tego otrzymuje się różne polarnośći odczytywanych jedynek. Dla poprawnego odczytu istotna jest jedynie amplituda sygnału. Dlatego w systemie odczytu powinien wystąpić układ prostujący sygnały wejściowe, który znajduje się przed dyskryminatorem lub jest zawarty w dyskryminatorze.

Inny sposób postępowania polega na zapewnieniu właściwego wzmocnienia sygnałów dwukierunkowych. Zwykle realizowane jest to poprzez rozdzielenie obu faz, a następnie sumowanie obu przebiegów.

W charakterze elementów dyskryminujących stosuje się tutaj układy tranzystorowe, diodowe, diody tunelowe, generatory samodławne i inne działające jako układy porównujące. Każdy sygnał pojawiający się na wejściu wzmacniacza w czasie odczytu i przekraczającym pewien ustalony poziom traktowany jest jako jedynka, a każdy sygnał poniżej tego poziomu - jako zero. Dlatego istotnym jest, aby ten poziom odniesienia był stabilny i możliwy do ścisłego określenia. Łatwiejsze jest to do osiągnięcia we wzmacniaczach o sprzężeniu zmiennoprądowym, mimo że pojawiają się wówczas problemy związane ze składową średnią.

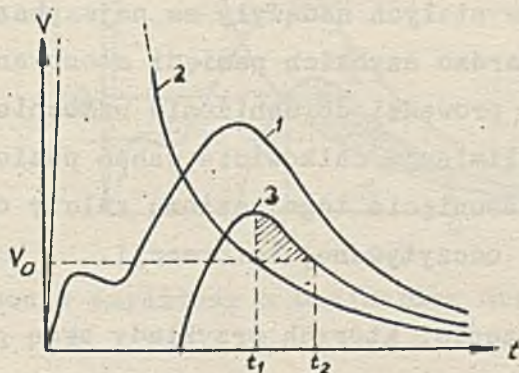
W układach tych nie ma dryftu powodującego przesuwanie się poziomu odniesienia. Natomiast we wzmacniaczach prądu stałego, ze względu na silną zależność parametrów półprzewodnikowych od temperatury, wysoka stabilność poziomu odniesienia jest trudna do uzyskania. Głównym źródłem niestabilności jest dryft V_{be} , β_1 i I_{co} tranzystorów przedwzmacniacza i stopnia poprzedzającego element dyskryminujący.

Ze względu na krótki czas trwania sygnału i wysoką częstotliwość powtarzania szybkich pamięci, układ dyskryminatora powinien być zdolny do szybkiego przełączania się i ustalania procesów przejściowych w nim zachodzących. W typowych pamięciach sygnał trwa krócej aniżeli 100 ns, a częstotliwość powtarzania cyklu pamięciowego wynosi ponad 1 MHz.

Pożądane jest, aby element progowy mógł pracować przy jak najmniejszym sygnale celem zredukowania złożonej części wzmacniacza o stabilnych własnościach.

Wreszcie ostatnie wymaganie dotyczy ekonomicznej strony zagadnienia. Z powodu ograniczenia długości uzwojenia odczytu w bardzo szybkich pamięciach, duże pamięci wymagają wielu wzmacniaczy odczytu. Dlatego też koszt ich nie może być zbyt wysoki. Aby uzyskać obniżenie kosztów należy unikać stosowania we wzmacniaczu dużej ilości elementów o ostrych tolerancjach, tranzystorów o specjalnych wymaganiach, wielu krytycznych regulacji i skomplikowanych układów.

Rys. 1 przedstawia uproszczone przebiegi podawane na wzmacniacz odczytu pamięci ferrytowej. Porównanie krzywej 2 i 3 daje najmniej korzystną wartość stosunku sygnału do zakłócenia. Wzmacniacz jest strobowany w okresie od t_1 do t_2 , a dyskryminacja amplitudy jest realizowana na poziomie V_0 . Wzmacniacz powinien w tych warunkach odróżnić poprawne sygnały pojawiające się na wejściu. Ma on więc do spełnienia następujące funkcje: wzmacnianie, prostowanie, dyskryminację amplitudy i strobowanie.



Rys. 1. Przebiegi na wejściu wzmacniacza odczytu pamięci ferrytowej
1 - minimalny sygnał wyjściowy przy zapisie jedynek w placie,
2 - maksymalne zakłócenie przy odczycie "0", 3 - minimalny sygnał "1" z uwzględnieniem zakłóceń

W pierwszych rozwiązaniach zachowana była właśnie taka kolejność realizacji tych funkcji, to znaczy strobowanie dokonywane było w ostatnim stopniu wzmacniacza. Główną przyczyną tego był fakt, iż strobowane układy opracowane były dla impulsów o jednej polarności. Sygnały wejściowe na te układy musiały więc być wyprostowane, a wiadomo że ze względu na nieliniowy charakter elementów prostowniczych operacja ta może być dokonywana na wysokim poziomie sygnałów, po wzmocnieniu.

Taka kolejność operacji /wzmacnianie, prostowanie, strobowanie/ nie była najkorzystniejsza jeśli chodzi o wykorzystanie wzmacniacza. W takim przypadku bowiem, kiedy pierwszy stopień jest wzmacniaczem liniowym, a na wejściu nie wprowadza się żadnych ograniczników przeciwko dużym zakłóceniom, musi on być tak zaprojektowany, aby największa amplituda zakłócenia nie wywołała przesterowania wzmacniacza. W przeciwnym bowiem wypadku należałoby wydłużyć cykl pamięciowy celem wyeliminowania stanów nieustalonych.

Oznacza to, iż stopień ten nie może być zaprojektowany optymalnie ze względu na sygnały użyteczne. W rezultacie nie wystarcza jeden stopień wzmacniacza, co z kolei podraża koszty i wprowadza inne niedogodności.

Przy kilkustopniowym wzmacniaczu sprzężonym stałoprądowym niezbędna jest kompensacja wpływów temperatury na jego pracę lub wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego, co z kolei obniża wzmocnienie.

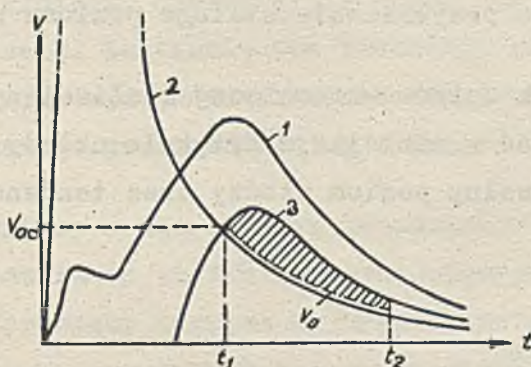
Przy sprzężeniach pojemnościowych stała czasu musi być dostatecznie mała, aby zmiany poziomów stałych nadążyły za najszybszymi odczytami z pamięci. Wymaga to dla bardzo szybkich pamięci stosowania małego oporu w kolektorze, co również prowadzi do obniżenia wzmocnienia. Wszystkie te zabiegi ponadto nie eliminują całkowicie wahań poziomu stałego na wyjściu wzmacniacza. Przesunięcie tego poziomu zależy od częstotliwości powtarzania i postaci odczytywanej informacji.

Dlatego nowsze rozwiązania, których przykłady będą podane później stosują powszechnie strobowanie w symetrycznym stopniu przedwzmacniacza, bądź też wprowadzają symetryczny wzmacniacz jednostopniowy [3], co podnosi znacznie ekonomikę i niezawodność układu.

Dalsze usprawnienie może być wprowadzone poprzez dopasowanie do zakłócenia obcinanie. Jak to było pokazane na rys. 1, przy stałym poziomie obcinania V_0 wykorzystuje się tylko część sygnału użytecznego, przekraczającą ten poziom. Wspomniano już, że teoretycznie impuls strobujący mógłby być bardzo wąski i nie ma potrzeby wykorzystywania całego obszaru sygnału użytecznego. Jednakże w praktyce takie czynniki jak rozrzut czasów szczytu rdzeni, zmiany temperatury i zmiany parametrów impulsów wzbudzających powodują, iż korzystniejsze jest stosowanie szerszego strobu.

Pozwala to na zastosowanie tańszych tranzystorów o niższej częstotliwości granicznej, a ponadto, ponieważ w układzie wspólnego emitera, jaki jest stosowany zwykle we wzmacniaczach odczytu, impedancja wejściowa jest niska, łatwiej uzyskać odpowiednią energię potrzebną do wysterowania wzmacniacza przy szerszym impulsie strobującym.

Ze względów energetycznych impuls strobujący powinien trwać tak długo, jak długo krzywa 3 z rys. 1 leży ponad krzywą 2, jednakże przy ustalonym poziomie obcinania można wykorzystać tylko niewielką część tego zakresu. Jeżeli natomiast poziom ten zmniejszałby się wraz z krzywą 2, pozostając jednakże cały czas ponad nią, to powierzchnia sygnału, który będzie mógł być wykorzystany dla wzmacniania, znacznie się powiększy /rys. 2/.



Rys. 2. Dyskryminacja amplitudy z obcinaniem dopasowanym do zakłócenia

Realizacja takiego przebiegu napięcia obcinającego nie następuje z trudności. Może to być układ z odpowiednią stałą czasu wytwarzający pożądany przebieg. Dla uproszczenia może znajdować się on w torze ge-

neratora impulsu strobujuącego i wówczas impuls ten nie jest prostokątny, lecz narasta wykładniczo. Obcinanie, dopasowane do zakłócenia, najłatwiej może być stosowane w układach o sprzężeniu bezpośrednim.

W pamięciach, gdzie w celu skrócenia cyklu, stosowane jest częściowe przełączanie rdzeni, zakłócenia są znacznie większe aniżeli w przypadku przełączania całkowitego. Nie stosuje się wówczas dyskryminacji amplitudowej a kryterium rozróżniania jedynki i zera staje się wielkość przełączanego strumienia. Stosuje się wówczas w torze odczytu układ całkujący, eliminujący odwracalne zmiany strumienia i zakłócenia o wartości średniej równej zero. Układ taki wnosi dodatkowe opóźnienie czasowe, jednakże działa bardzo pewnie i zastosowanie go podnosi niezawodnościowe wskaźniki pamięci.

Oprócz zakłóceń od rdzeni pojawiają się na wejściu wzmacniacza odczytu znaczne zwykle zakłócenia synfazowe, to znaczy identyczne dla obu symetrycznych wejść wzmacniacza. Zakłócenia te są eliminowane w różnicowym stopniu wejściowym wzmacniacza. Często stosuje się tu transformator szerokopasmowy, w którym następuje rozdzielenie składowych: synfazowej i różnicowej. Dla uzyskania małego stosunku indukcyjności rozproszenia do indukcyjności głównej pierwotne i wtórne uzwojenia tego transformatora nawijane są jak najbliżej siebie.

Jeśli stosowany wzmacniacz posiada sprzężenia pojemnościowe, to zwykle zachodzi potrzeba przywracania stałego poziomu na jego wyjściu.

Spośród dostępnych opisów wzmacniaczy realizujących omawiane wymagania starano się wybrać w niniejszym artykule układy najbardziej typowe, charakteryzujące aktualny poziom wiedzy oraz tendencje rozwojowe w tej dziedzinie.

3. Przykłady rozwiązań

Przytoczone przykłady dotyczyć będą rozwiązań II i III generacji maszyn i ilustrować będą poszczególne rodzaje rozwiązań, o których wspomniano w poprzednim rozdziale.

Wzmacniacze odczytu pamięci ferrytowych, których opisy pojawiły się w literaturze w latach 1957-1959 omówione zostały krytycznie w pracy [4].

Praca ta stanowi najobszerniejsze studium wymagań stawianych wzmacniaczom odczytu i dyskusji różnych rozwiązań wraz z próbą matematycznego ujęcia poszczególnych zjawisk.

W wyniku dokonywanej analizy autorzy artykułu [4] zaproponowali nowy projekt wzmacniacza, charakteryzujący się wysokim stopniem skomplikowania /16 tranzystorów i ponad 30 diod/. Z tego względu, jak również biorąc pod uwagę fakt, że układ ten nie znalazł szerszego zastosowania, nie będziemy tu przytaczać jego schematu, poprzestaniemy tylko na krótkim omówieniu.

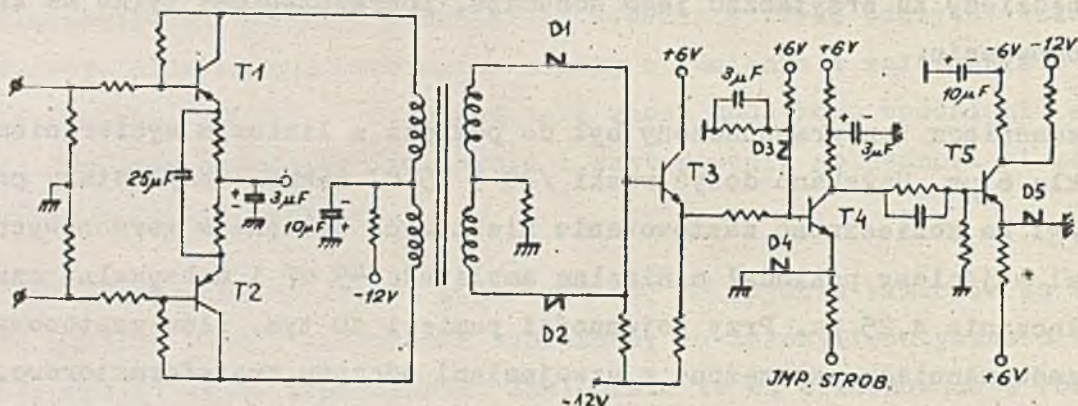
Wzmacniacz ten przeznaczony był do pamięci z liniowym wybieraniem o cyklu 6 μ s. Uzyskano dosyć wąski /20 ÷ 35°C/ zakres temperatury pracy z uwagi na konieczność zastosowania niektórych elementów germanowych. Sygnał wejściowy posiadał minimalną amplitudę 45 mV i maksymalny czas przełączania 1,25 μ s. Przy pojemności pamięci 10 tys. słów zastosowano 2 przedwzmacniacze sprzężone z uzwojeniami odczytu transformatorowo. Szerokość impulsu strobującego wynosiła 0,3 μ s. Minimalna amplituda sygnału na wyjściu przedwzmacniacza wynosiła 350 mV.

Przebieg ten podawany był na ogranicznik diodowy w celu wyeliminowania zakłóceń przekraczających znacznie poziom sygnału. Wyjście limitera podawano na wzmacniacz różnicowy, gdzie następowało rozdzielenie obu faz przebiegu. Fazy te były wzmacniane we wzmacniaczach prądu zmiennego ze sprzężeniem zwrotnym, charakteryzujących się krótkim opóźnieniem i stałością wzmocnienia. Następnie oba przebiegi podawano na prostowniczki układ diodowy, w którym jednocześnie następowało przywracanie poziomowi stałemu, wytwarzanego przez oddzielny stopień.

Wzmacniacz separujący o charakterze dwustopniowego wtórnika emiterowego oddziela prostownik od układu dyskryminującego, którym jest generator samodławny, formujący impulsy wyjściowe kształtowane jeszcze we wzmacniaczu impulsowym. Impuls strobujący podawano na wyjście wzmacniacza separującego. Dla tego układu określono minimalną różnicę pomiędzy amplitudami jedynki i zera w czasie strobowania równą 27,5 mV.

Na rys. 3 został podany schemat wzmacniacza odczytu stosowany w pamięci maszyny IBM 7302, która posiada pojemność 16 384 słów 72-bitowych,

cykl $2,18 \mu\text{s}$ i czas dostępu $1 \mu\text{s}$ [5]. Sygnały są tu przekazywane na wejście z uzwojenia obejmującego segment 32×128 rdzeni i przebiegającego prostopadle do uzwojenia zakazu i uzwojenia Y. Stosowano tu rdzenie o średnicy $1,3 \text{ mm}$, które pobudzane impulsem prądowym o amplitudzie $1,2 \text{ A}$ i czasie narastania $0,1 \mu\text{s}$ przełączały się w czasie $0,4 \mu\text{s}$. Amplituda sygnałów wejściowych wynosiła około 120 mV .



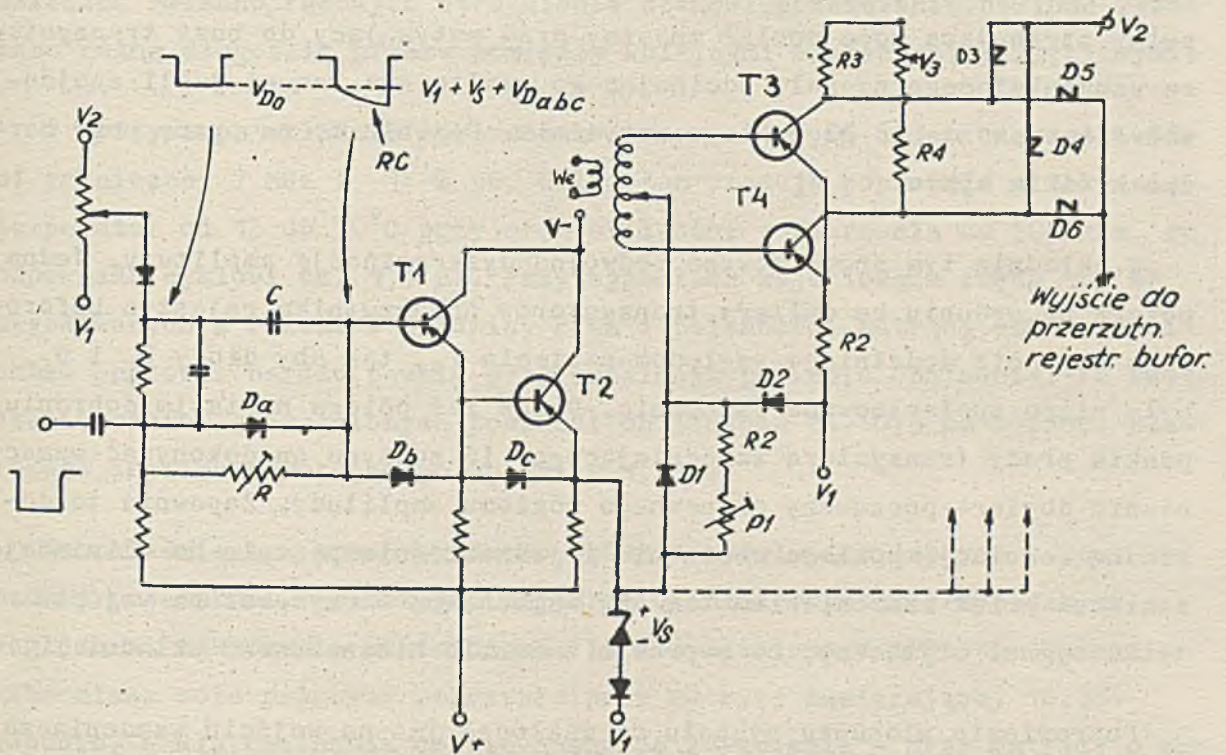
Rys. 3. Schemat wzmacniacza odczytu pamięci maszyny IBM-7302

Był to typowy układ z symetrycznym przedwzmacniaczem transformatorowym związanym z określonym segmentem uzwojenia odczytu oraz stopniem liniowym dla czterech przedwzmacniaczy. Następnie znajduje się stopień w którym dokonywane jest strobowanie i stopień końcowy, w którym poprzez obcinanie ustala się odpowiednie napięcie wyjściowe. Częstotliwości graniczne całego układu wynoszą odpowiednio 200 kHz i $1,25 \text{ MHz}$, a dla przedwzmacniacza 100 kHz i 2 MHz .

Dobranie odpowiedniej górnej częstotliwości granicznej pozwala na wyeliminowanie składowych zakłóceń wysokich częstotliwości. Ze względu na opóźnienia w przewodach wzbudzających impulsy strobujące i impulsy zakazu muszą być przesunięte w czasie dla poszczególnych bitów, tak aby impuls strobujący wypadł zawsze w czasie maksimum przebiegu odczytu dla poszczególnych ramek.

Przykład wzmacniacza, w którym zastosowano omówione w poprzednim rozdziale strobowanie w symetrycznym stopniu przedwzmacniacza oraz obcinanie dopasowane do zakłócenia, podano na rys. 4. Układ ten jest bar-

dzo ekonomiczny i pewny w działaniu. Właściwy wzmacniacz wymaga tylko 2 tranzystorów w stopniu różnicowym i daje na swoim wyjściu impulsy o amplitudzie 15 V w przypadku odczytu jedynki. Wejście wzmacniacza ma charakter transformatorowy, przy czym środek uzwojenia wtórnego połączony jest z układem wytwarzającym odpowiedni impuls strobujący.



Rys. 4. Schemat wzmacniacza odczytu wg pracy [3] wraz z układem do zmiany poziomu napięcia strobującego

W stanie spoczynku tranzystory T_3 i T_4 oraz dioda D_2 są zatkane i zakłócenia o amplitudzie mniejszej od granicznej wartości określonej napięciem zatykającym i przekładnią transformatora nie powodują pojawiania się żadnego sygnału na wyjściu. W przypadku podania ujemnego impulsu strobującego, uformowanego w wykładniczy przebieg opadający, uzyskuje się gotowość układu do wzmacniania sygnału pożądanego. Wówczas mały sygnał na uzwojeniu powoduje, iż jeden z tranzystorów wzmacniacza zostaje wysterowany głębiej i dodatni impuls poprzez diody D_5 lub odpowiednio diody D_6 zostaje podany dla ustawienia przerzutnika rejestru buforowego. Diody te sumują przebiegi dla obu polarności impulsu wejściowego.

Układ ten charakteryzuje się sprzężeniem bezpośrednim co zapewnia mu niezależność punktu pracy od składowej średniej wzmacnianych sygnałów.

Skuteczne odcięcie tranzystorów w czasie nieobecności impulsu strobojującego eliminuje konieczność stosowania innych metod zmniejszania zakłóceń. Ponadto, przy końcu okresu strobowania układ wytwarzający impulsy strobojujące może posłać znaczny prąd zatykający do bazy tranzystora wzmacniającego sygnał, odcinając go gwałtownie, nawet jeśli znajdował się on w stanie głębokiego nasycenia. Pozwala to na pracę przy bardzo krótkim cyklu.

W układzie tym zrealizowano podwójną dyskryminację amplitudy. Jedna polega na podaniu na emiter tranzystorów przerzutnika rejestru buforowego napięcia dodatniego względem napięcia V_2 , tak aby diody D_5 i D_6 były nieco spolaryzowane wstecznie. Druga zaś polega na takim dobraniu punktu pracy tranzystora wzmacniającego, iż zaczyna on dokonywać wzmacniania dopiero począwszy od pewnego poziomu amplitudy. Zapewnia to dokładną regulację poziomu obcinania i jednocześnie pozwala na eliminację zakłóceń przed wzmocnieniem tak aby wzmacniacz otrzymywał na wejściu tylko sygnał użyteczny, co poprawia znacznie niezawodność układu.

Poprawienie stosunku sygnału do zakłóceń już na wejściu wzmacniacza pozwala na zastosowanie tego układu do matryc o większych pojemnościach. Złagodzone są tu również wymagania w stosunku do impulsu strobojującego, gdyż w przypadku zmniejszenia zakłócenia początek strobowania jest mniej krytyczny.

Możliwość szybkiego ustalania stanów przejściowych pozwala na wydłużenie impulsu strobojującego bez wydłużania cyklu pamięci. Dzięki temu mogą być stosowane tańsze tranzystory o niższej częstotliwości granicznej we wzmacniaczu i układzie wytwarzającym impuls strobojujący. Poza tym, można wykorzystać szerszą część impulsu odczytu i rozrzut czasów szczytu nie jest tak groźny, co z kolei łagodzi wymagania w stosunku do rdzeni i opóźnień w bloku.

Zastosowanie obcinania dopasowanego do zakłócenia zwiększa dodatkowo efektywność układu. Generator impulsu strobojującego i układ wytwarzający wykładniczo opadające napięcie połączone są w jeden stopień, na

wyjściu którego uzyskuje się ujemny impuls wykładniczo narastającej amplitudzie.

Należy zaznaczyć, że bez dodatkowej komplikacji układu obcinanie tego typu nie może być zastosowane w układach zmiennoprądowych, gdyż ten rodzaj dyskryminacji amplitudy jest z zasady operacją stałoprądową. W układach zmiennoprądowych utrudnienie stanowi przesuwanie poziomu wywołane różną długością przerw pomiędzy kolejnymi operacjami pamięciowymi.

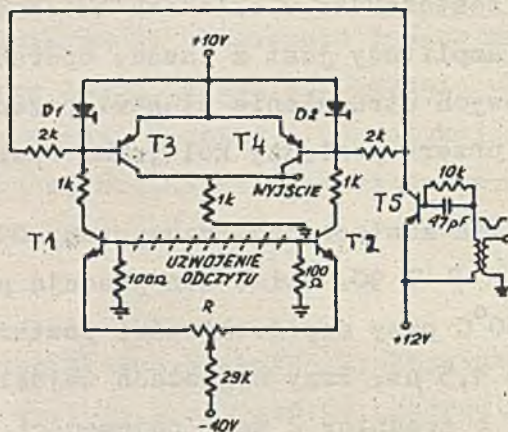
W opisywanym układzie zastosowano tranzystory OC 613 o częstotliwości granicznej 7 MHz i $\beta \approx 90$. Układ ten pracuje poprawnie w zakresie temperatur od 15 do 50°C przy częstotliwości powtarzania do 700 kHz, co odpowiada cyklowi ok. 1,5 μ s. Przy sygnałach wejściowych rzędu 100 mV uzyskiwanych z rdzeni o średnicy 2 mm i pojemności matrycy 4096 rdzeni układ pracował bardzo pewnie przy ustalonym poziomie obcinania. Po skończeniu stanów nieustalonych posiadał on jeszcze ok. 0,5 μ s zapasu. Szerokość impulsu strobujującego wynosiła 1,2 μ s.

Na układzie tym przeprowadzono badania symulujące matryce o powiększonej pojemności. Stwarzając najbardziej niekorzystny przypadek ze względu na zakłócenia stwierdzono, iż dla ustalonego poziomu obcinania wzmacniacz może pracować poprawnie przy matrycy zawierającej 16.384 rdzenie, a dla obcinania dopasowanego do zakłócenia - przy matrycy o pojemności 32.768 rdzeni.

Układ wymaga minimalnej użytecznej powierzchni sygnału 5 mV μ s. Uzyskany stosunek sygnału do zakłócenia wynosił dla wymienionych pojemności odpowiednio 2,2:1 i 1,8:1. Ograniczenia odnośnie długości cyklu w omawianym układzie wynikają z własności zastosowanych tranzystorów. Używając tranzystorów o wyższej częstotliwości i odpowiednich parametrach prądowo-wzmocnionych można osiągnąć krótszy cykl pamięci.

Ze względu na specyficzne własności diod tunelowych, charakteryzujących się opadającym odcinkiem charakterystyki $i = f/\mu$, są one dobrymi elementami dyskryminującymi. Poniżej podamy za [6] krótką charakterystykę wzmacniacza wykorzystującego diody tunelowe i stałoprądowy przedwzmacniacz w układzie tzw. pary l o n g - t a i l /dosł.: z długim ogonem/, gdzie jeden tranzystor pracuje jako wtórnik emiterowy, a drugi z uziemioną bazą.

Wzmacniacz ten zastosowano w pamięci z cienkowarstwowym nośnikiem informacji /tzw. r o d m e m o r y/ f-my NCR. Schemat układu został pokazany na rys. 5.



Rys. 5. Układ wzmacniacza odczytu o bezpośrednim sprzężeniu z diodami tunelowymi [6]

Ponieważ dioda tunelowa jest elementem prądowym, należy przetworzyć sygnał wejściowy na prąd, który będzie porównywany z poziomem określonym przez polaryzację i wierzchołek charakterystyki diody. Odpowiedni prąd sygnału powoduje, iż punkt pracy na charakterystyce diody tunelowej przemieszcza się na prawo od zakresu ujemnej oporności i pozostaje tam mimo zaniku prądu sygnału aż do czasu posłania prądu kasującego. Czas ustalania się stanów przejściowych jest w tym przypadku bardzo niski ze względu na sprzężenie bezpośrednie. Dla prądu wierzchołka o około 1 mA sygnał prądowy powinien wynosić około 0,25 mA.

W trakcie opracowywania tego układu brana była pod uwagę koncepcja dołączenia diod poprzez transformator. Jednakże nieliniowość diod tunelowych powoduje niedopasowanie i odbicia w linii odczytu. Dlatego zastosowano przedwzmacniacz pomiędzy uzwojeniem odczytu a dyskryminatorem.

Ze względu na niewrażliwość na postać informacji wybrano układ stałoprądowy. Układ ten pozwala na uzyskanie krótszych czasów cyklu, przy czym sygnały mogą posiadać dowolną polarność.

Impedancja wyjściowa tranzystorów wzmacniacza jest dostatecznie wysoka, aby zapewnić prądowe wzbudzenie diod tunelowych. Przełączanie

tych diod daje skok napięcia rzędu 0,5 V, z którego na wyjściu układu sumującego, jaki tworzą tranzystory T_3 i T_4 z rys. 5, powstają standardowe impulsy na wyjściu.

Z zasady pracy diod tunelowych wynika konieczność zastosowania układu kasującego, który widzimy w prawej części schematu. Prąd kasujący wynosi $1 \div 2$ mA. Opadające zbocze impulsu kasującego musi być kontrolowane, aby przerzut nie przełączył diody. Impuls ten spełnia podobną funkcję jak impuls strobuujący w innych wzmacniaczach odczytu. Może on być użyty dla zapobieżenia przełączania diody w okresach istnienia dużego zakłócenia.

Tranzystory T_1 i T_2 dostarczają prądów polaryzujących diody tunelowe, które mogą być regulowane doborem oporności w obwodach ich emiterów. Zmiany tych prądów wywołane przez zmiany temperatury wpływają na poziom dyskryminacji, który w przeważającej mierze zależy od różnicy napięć na bazach tranzystorów T_1 i T_2 .

Jeżeli zmiany napięć baza-emiter dla obu tranzystorów uczynić równymi, to będą one eliminowane przez wzmacniacz jako zakłócenia synfazowe. Dlatego stosuje się tu odpowiednio dobierane pary tranzystorów o możliwie identycznych charakterystykach lub wykonane na tym samym elemencie krzemowym.

Tranzystory te umieszczone są zwykle w jednej obudowie dla zminimalizowania wpływów temperaturowych. Wspomniane tranzystory nie pracują w najkorzystniejszym punkcie pracy, gdyż wzmocnienie i częstotliwość graniczna zmniejszają się przy niskich prądach. Zastosowanie diod o wyższych prądach jest również nieopłacalne, ponieważ wymagałoby większego sygnału wejściowego lub dwustopniowego przedwzmacniacza.

W pamięciach trójwymiarowych może być stosowany układ z rys. 5 z transformatorem na wejściu, w którym ze względu na uproszczone uzwojenia bloku lub zastosowanie mniejszych rdzeni, funkcję uzwojenia odczytu i uzwojenia bitowego spełnia ten sam przewód. Stwarza to dla wzmacniacza odczytu dodatkowe problemy. Na wejściu wzmacniacza odczytu pojawiają się wtedy znaczne zakłócenia rzędu kilkunastu woltów, które jako synfazowe powinny być eliminowane przez układ. Ze względu na bezpośred-

nie sprzężenie wzmacniacza z uzwojeniem, jest ono obciążone przez parę oporników dopasowujących.

Wartości tych oporników muszą być ściśle dobrane, tak aby przy dużych prądach przez nie płynących różnica napięć nie przekraczała poziomu sygnału. Tolerancje rzędu 0,1% okazują się tu niewystarczające.

Poprawienie współczynnika eliminacji sygnałów synfazowych można uzyskać dając tranzystorowe źródło prądowe w miejsce opornika w emiterach tranzystorów przedwzmacniacza. Wówczas impedancja wejściowa dla tych sygnałów wzrasta do kilku megaomów, poprawiając znacznie sytuację przy niskich częstotliwościach.

Okazuje się, iż łatwiejsze do eliminacji są ujemne zakłócenia synfazowe, dlatego też przyjmuje się taki układ wzbudzania, przy którym sygnał odczytu występuje na tle zakłóceń ujemnych. Dodatkowo zakłócenia występujące w czasie zapisu mogą nasycić tranzystory i spowodować konieczność odpowiedniego powiększenia długości cyklu pamięciowego.

Dzięki stosowaniu układu z transformatorem na wejściu uzyskano lepszą stałość wzmocnienia, jednakże jednocześnie wprowadza ono nowe źródło powstawania stanów nieustalonych.

Dla omawianego układu minimalny sygnał jedynek został określony jako równy 45,6 mV, a maksymalny sygnał zera jako równy 19,1 mV. Wartości te /z odpowiednim zapasem/ zapewniły poprawną pracę pamięci dla stosowanych elementów pamięciowych.

Z analizy kształtu sygnału odczytu znaleziono, iż odchylenie standardowe widma sygnału wynosi 5,68 MHz. Zestawienie widma sygnału i charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza wykazało, iż w pełni spełnia on postawione w tym zakresie wymagania. Impedancja wejściowa, którą starano się uczynić znacznie wyższą od oporności dynamicznej uzwojenia odczytu, wynosi od 2400Ω przy niskich częstotliwościach i spada do około 1000Ω przy 10 MHz. Impedancja wejściowa dla sygnałów synfazowych jest rzędu 2 MΩ przy niskich częstotliwościach i spada do kilkudziesięciu kiloomów przy 1 MHz. Przy bardzo wysokich częstotliwościach współczynnik eliminacji sygnałów synfazowych ulega zmniejszeniu.

W opisywanym układzie opóźnienie ustawienia poziomu na wyjściu w stosunku do czoła impulsu wzbudzającego wynosi $100 \div 150$ ns, przy czym maleje ono ze wzrostem prądu kolektora i jest różne dla obu końców uzwojenia. Opóźnienie liczone od wierzchołka impulsu odczytu wynosi około $10 \div 50$ ns i w jeszcze silniejszym stopniu zależy od I_c . Uzyskiwana tu szerokość impulsu odczytu /ok. 80 ns przy podstawie/ w zupełności wystarcza do przełączania diody tunelowej.

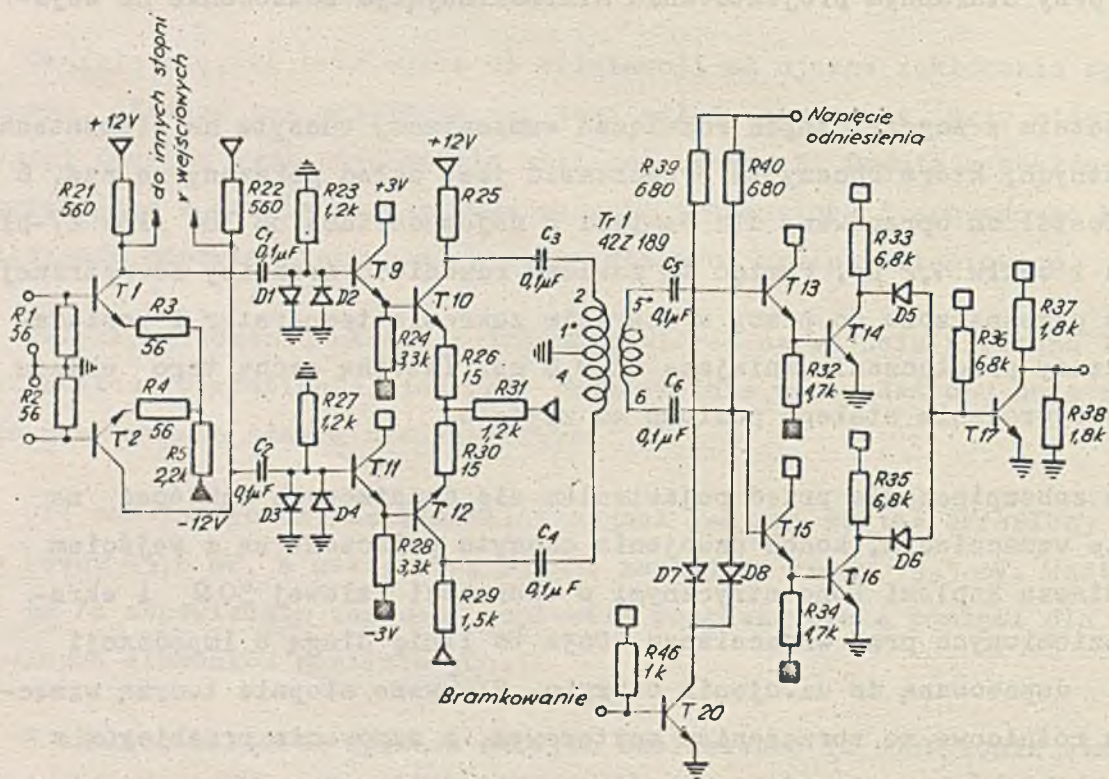
Zmierzony zakres niepewności progu wynosi mniej niż 10 mV i zawiera się w granicach $40 \div 50$ mV. Jest to zdolność układu do rozróżnienia impulsów wejściowych o podobnej wartości amplitud. Zakres ten można zawęzić przy starannym projektowaniu minimalizującym zakłócenie na wejściu.

Ostatnim z zagranicznych rozwiązań wzmacniaczy odczytu na elementach dyskretnych, które chcemy tu przedstawić jest układ pokazany na rys. 6 [7]. Został on opracowany dla pamięci o pojemnościach 16 384 słów 27-bitowych i cyklu $1,2 \mu s$. Pamięć ta zawiera rdzenie o średnicy zewnętrznej 0,8 mm przeznaczone do pracy w szerokim zakresie temperatur i posiadające czasy przełączania mniejsze od $0,6 \mu s$. Istotną cechą tego układu jest przywracanie stałego poziomu na wyjściu.

Dla zabezpieczenia przed pojawieniem się dodatkowych zakłóceń na wejściu wzmacniacza, końce uzwojenia odczytu połączone są z wejściem wzmacniacza kablami koncentrycznymi o oporności falowej 50Ω i ekranach uziemionych przy wzmacniaczu. Daje to linię długą o impedancji 100Ω dopasowaną do uzwojenia odczytu. Pierwsze stopnie tworzą wzmacniacze różnicowe ze sprzężeniem emiterowym, a sumowanie przebiegów z czterech bloków następuje na wspólnym obciążeniu. Zsumowany przebieg wzmacniany jest w symetrycznym wzmacniaczu, a następnie poddany dyskryminacji czasowej i amplitudowej. Rozwiązanie takie ułatwia dyskryminację amplitudy ze względu na duży poziom napięcia sygnałów, jednakże występowanie dużych zakłóceń w stopniu dyskryminacji jest niekorzystne.

Aby uniknąć pogorszenia własności dyskryminacyjnych układu jakie występują na skutek różnych polarności sygnałów i zmiennej częstotliwości korzystania z pamięci w układzie zmiennoprądowym, zastosowano przy-

wracanie poziomu stałego na wyjściu. Nie można było tego uczynić przez wydłużenie cyklu ze względu na wymaganą szybkość. Zastosowano więc metodę polegającą na wykorzystaniu dla tego celu okresu, gdy nie jest podawany impuls strobowy. Wzmocnienie układu zostaje wtedy zredukowane do bardzo małej wartości. Tranzystor T20 jest nasycony i obciążenie poprzedniego stopnia stanowią wówczas oporności diod przewodzących D7 i D8. Na bazach wtórników katodowych T13 i T15 ustala się wtedy stałe napięcie na skutek obcinania. W czasie strobowania T20 jest odcięty, a podawane na bazy wtórników napięcie odniesienia jest zazwyczaj regulowane.



Rys. 6. Wzmacniacz odczytu pamięci ferrytowej o cyklu 1,2 μ s [7]

Jeśli wzmacniany sygnał wejściowy przekroczy próg określony przez napięcie odniesienia, to zostanie włączony jeden z dyskryminujących tranzystorów T14 lub T16 i na wyjściu pojawi się sygnał dodatni.

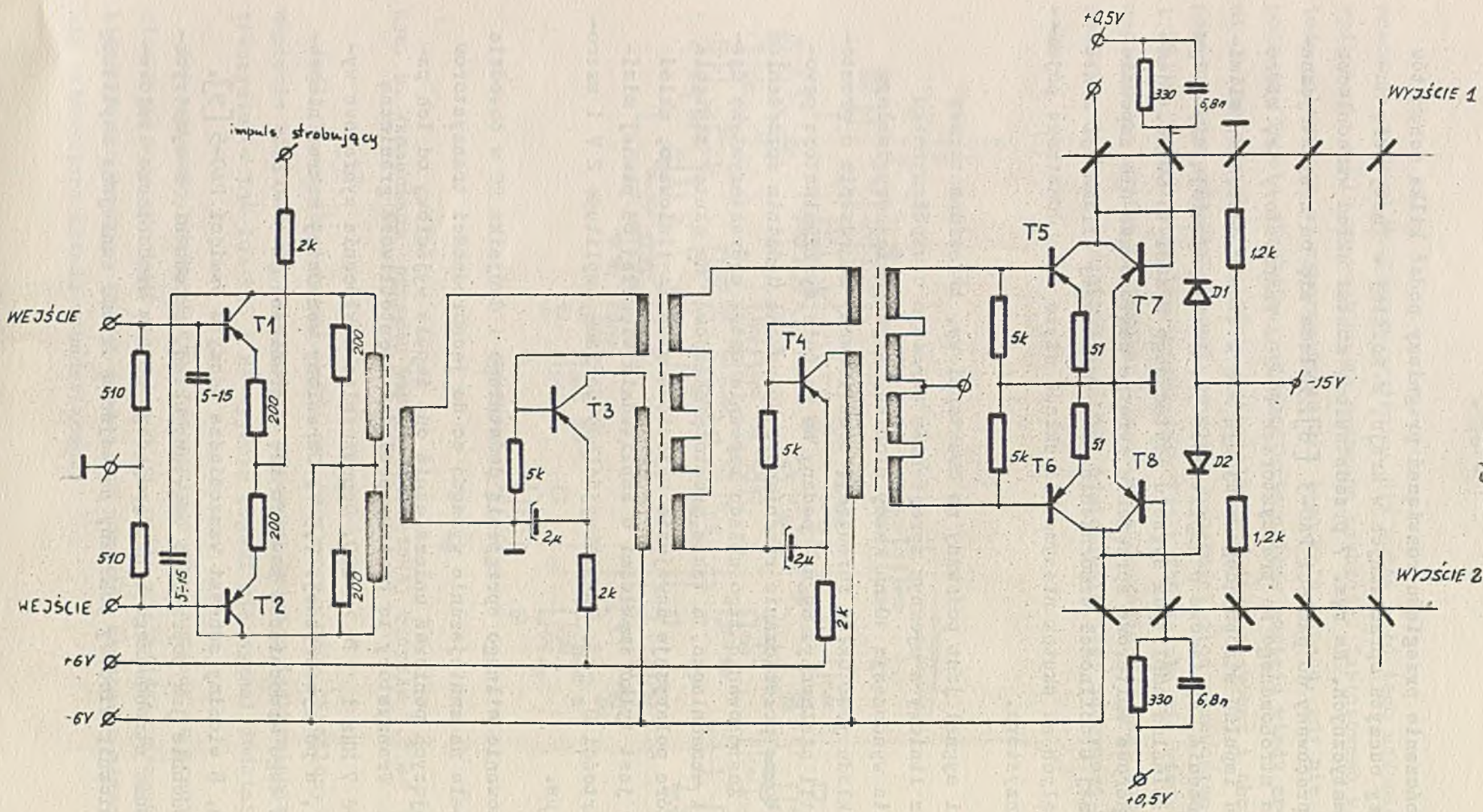
Jak wykazały pomiary układ początkowo przeznaczony do pracy z cyklem 2 μ s może pracować z cyklem 1 μ s, o ile nie zajdzie przypadek wybierania ciągle tego samego adresu, co powoduje nadmierne nagrzewanie się tranzystora układu wzbudzającego.

Na zakończenie przeglądu rozwiązań pragniemy podać kilka schematów wzmacniaczy odczytu opracowanych w kraju, a ściślej w Instytucie Maszyn Matematycznych. Na rys. 7 przedstawiony został układ wzmacniacza odczytu opracowany do pamięci PAO-3 [8]. Składa się on z symetrycznego stopnia strobowanego na tranzystorach TG-20. Tranzystory te, które przy braku impulsu strobowującego znajdują się w stanie odcięcia, eliminują zakłócenia synfazowe o amplitudzie 5V, jakie pojawiają się w tym czasie. Minimalna amplituda sygnału użytecznego wynosi tu 60 mV. Ujemne niskooporowe emiterowe sprzężenie zwrotne zastosowano dla zapewnienia większej stabilności wzmocnienia. Dla dodatkowej eliminacji zakłóceń powstałych na skutek niesymetrii układu użyto dwie dodatkowe pojemności tranzystora.

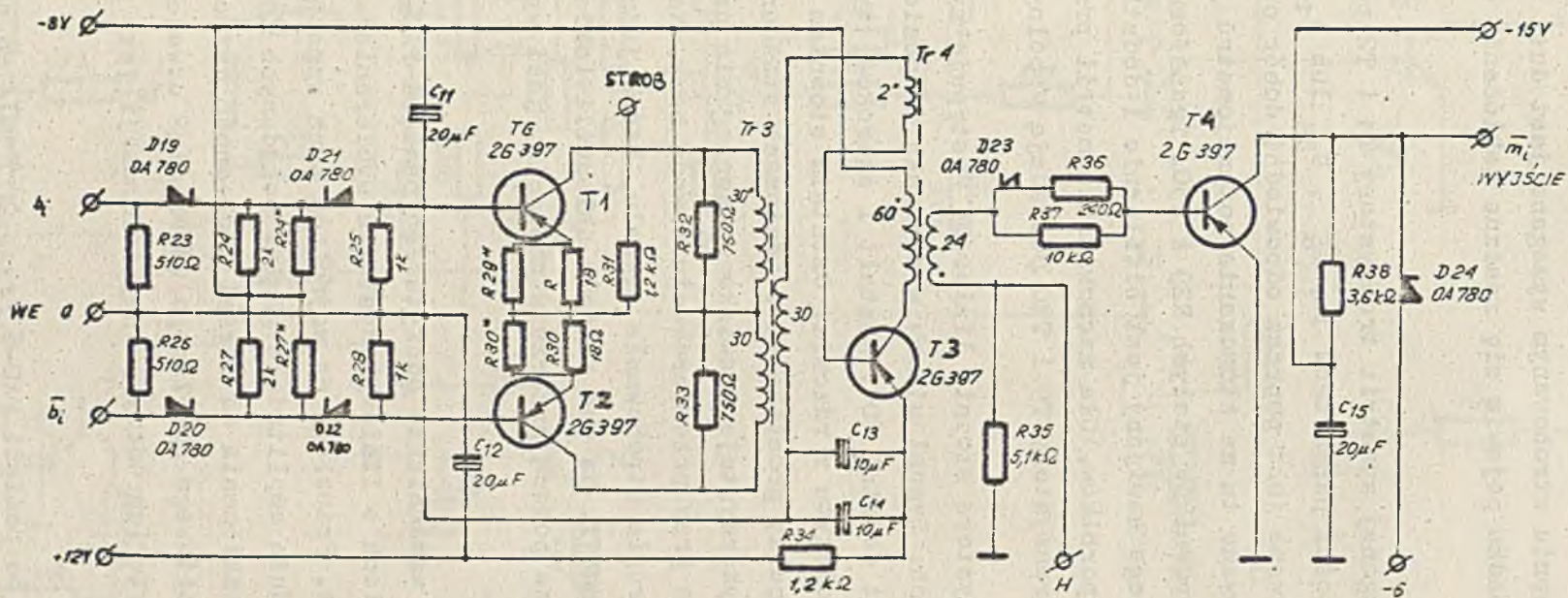
Z kolei sygnał jest podawany na dwustopniowy, transformatorowy wzmacniacz liniowy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym o współczynniku wzmocnienia wynoszącym 10 na każdy stopień. Najbardziej oryginalnym członem układu jest układ formujący, zrealizowany na rdzeniu o prostokątnej pętli histerezy. Sygnał podany na wejście dyskryminatora powoduje gwałtowne przełączanie rdzenia przyspieszane dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Zastosowanie tego układu zapewnia ostrą charakterystykę dyskryminacji wzmacniacza, a także prostotę układową. Na skutek napięcia progu, które polaryzuje uzwojenie wyjściowe stopnia liniowego, układ wyzwalany jest tylko impulsami o amplitudzie większej od pewnej minimalnej wartości $U_{s \text{ min}}$. Impuls wyjściowy posiada amplitudę 2 V i szerokość 4,5 μs .

Zastosowanie silnego sprzężenia dodatniego i dwójnika RC w obwodzie bazy pozwala na zmniejszenie wymagań co do jednorodności tranzystorów przełączających ponieważ uniezależnia ono impuls wyjściowy od ich parametrów. Tranzystory te powinny posiadać częstotliwość graniczną większą od 7 MHz i $\beta > 200$. Dopuszczalne zakłócenia synfazowe wynoszą 4 V, a po symetryzacji 7,5 V. Określony wcześniej zakres niepewności dla tego wzmacniacza zawiera się w granicach 30 ÷ 40 mV.

Na rys. 8 widzimy schemat wzmacniacza odczytu pamięci PAO-5 [9], który, podobnie jak poprzednio omawiany układ, składa się z symetrycznego stopnia strobowanego i następującego po nim wzmacniacza liniowego. Ogranicznik diodowy pokazany na wejściu układu zmniejsza amplitudę



Rys. 7. Schemat wzmacniacza odczytu pamięci PAO-3



Rys. 8. Schemat wzmacniacza odczytu pamięci PAO-5 [9]

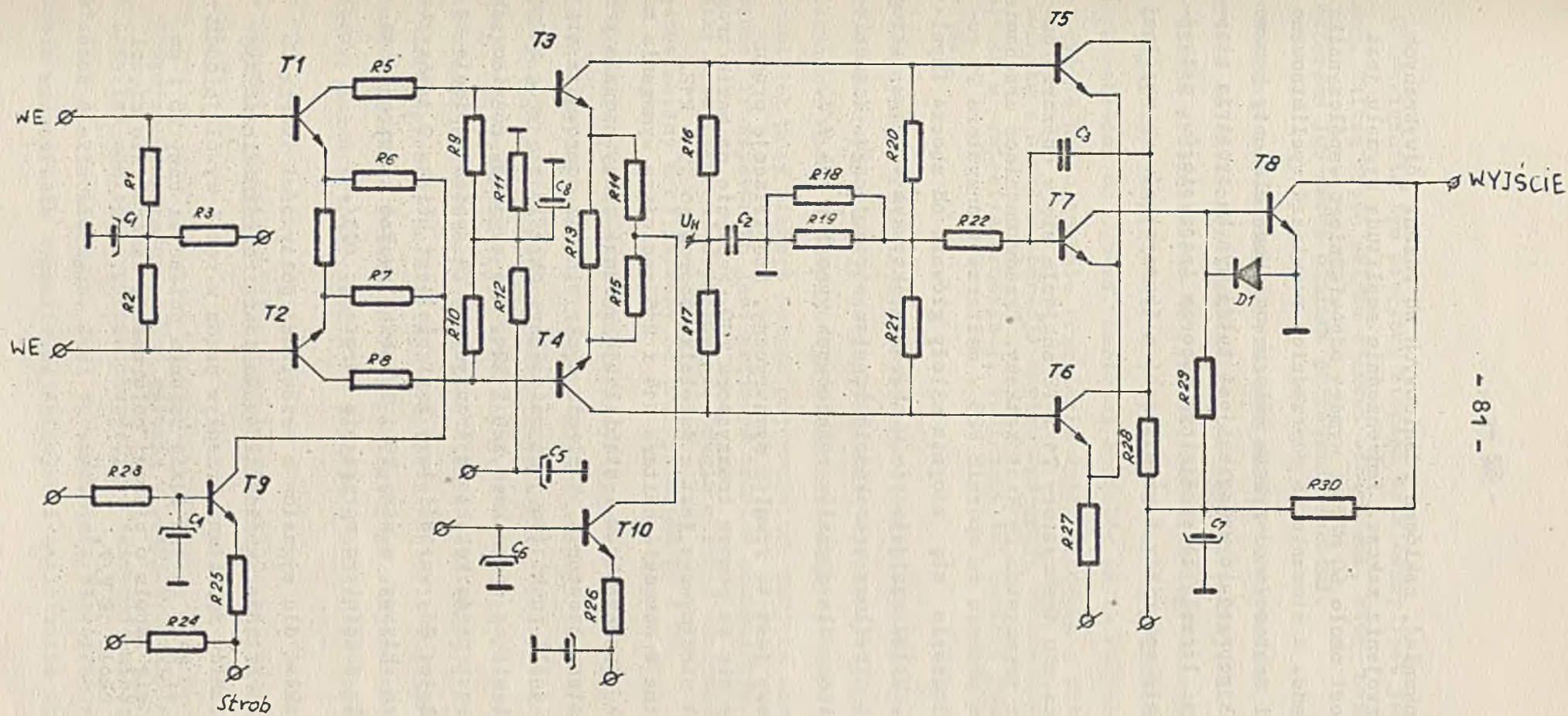
napięć zakłócających z 8 V do 1 V. Powoduje on tłumienie sygnału pożądanego o ok. 15%. W stopniu strobowanym wymagana jest duża symetria, gdyż w przeciwnym przypadku pojawiają się znaczne zakłócenia od strobowania.

Celem uzyskania wymaganej symetrii tranzystory T1 i T2 podlegają ostrej selekcji na wartości parametrów β , f_{α} , U_{BE} lub h_{11e} , a pozostała asymetria eliminowana jest poprzez odpowiedni dobór oporników w ich emiterach. Zrezygnowano tu ze stosowania potencjometru jak we wzmacniaczu PAO-3 na rzecz oporników stałych R29 i R30. Transformator wyjściowy stopnia strobowującego nawijany jest bifilarnie i dodatkowo symetryzowany przy pomocy oporników. Dla zachowania symetrii przy zmianach temperatury otoczenia tranzystory T9 i T10 posiadają wspólny radiator.

Na kolektorach tranzystora stopnia liniowego występują sygnały odczytu o dwu polarnościach. Sygnał ujemny w stosunku do poziomu -8 V reprezentuje "1", a sygnał dodatni "0". Kształt i szerokość tych impulsów są zbliżone do sygnału odczytu z rdzenia. Ostatnim stopniem wzmacniacza jest układ formujący impulsy prostokątne o poziomach standardowych 0 i 6 V. Tranzystor T12 wykorzystuje zjawisko przeciągania prądu tranzystora, które występuje przy przesterowaniu obwodu bazy. Na wejściu tego układu występuje drugie strobowanie sygnału, które jednocześnie wprowadza próg dyskryminacji. Ma ono na celu uniemożliwienie wysterowania układu formującego za pomocą przerzutu napięcia, jaki występuje po sygnale odczytu "0".

Oba omawiane powyżej wzmacniacze odczytu /do pamięci PAO-3 i PAO-5/ stosowane były w pamięciach o liniowym systemie wybierania wykorzystującym dwa rdzenie na bit. Przebiegi na wejściach tych wzmacniaczy charakteryzuje stosunkowo duża amplituda sygnałów poświadczonych /140 mV w przypadku PAO-5/, małe zakłócenia od rdzeni i obecność dużych sygnałów zakłócających od prądu bitowego posyłanego we wspólne uzwojenie informacji. W układach tych kryterium odczytywanej informacji jest polarność sygnału odczytu.

Natomiast wzmacniacz do pamięci PAO-6 /rys. 9 [10]/ ma na swym wejściu typowe dla pamięci koincydencyjnej przebiegi; więc mamy tu do czynienia z amplitudowym kryterium rozróżniania informacji odczytywanej



Rys. 9. Wzmacniacz odczytu pamięci PAO-6 [10]

/w czasie strobowania/, zakłóceń różnicowych od rdzeni półwybranych i przeników z uzwojenia zakazu. Jednocześnie amplituda sygnału jest tu niższa i wynosi około 60 mV, co wymaga odpowiedniego współczynnika wzmocnienia układu. W stosunku do poprzednich rozwiązań wyeliminowano transformatory i zastosowano szybsze półprzewodnikowe elementy krzemowe. Podobnie jak poprzednio wymagana jest tutaj wysoka symetria stopnia strobowanego, łącznie ze specjalnym doбором tranzystorów, podwyższoną dokładnością oporników i umieszczeniem tranzystorów we wspólnej obudowie.

W stanie spoczynku tranzystory T1 i T2 znajdują się w obszarze odcięcia, ponieważ tranzystor T9 jest zatkany. Przedwzmacniacz uruchamiany jest z chwilą podania na opornik R25 w emiterze tranzystora T9 poziomu. Czas włączania się stopnia zależy głównie od zbocza impulsu strobującego. Układ znajduje się w obszarze aktywnym w ciągu takiego czasu, jaki jest określony szerokością impulsu strobującego. Wzmocnienie przedwzmacniacza dla sygnałów różnicowych wynosi ~ 14 V/V.

Stopień liniowy jest tu również symetryczny. Stabilizację prądu emitera uzyskuje się za pomocą tranzystora T10. Napięcie na bazie tranzystorów T3 i T4 otrzymywane jest z dzielnika oporowego R9 - R12. Sprzężenie zwrotne w obwodzie emitera R14 i R15 zmniejsza wymagania na jednorodność β tranzystorów i stabilizuje warunki pracy stopnia przy zmianach temperatury otoczenia. Napięcie dyskryminacji doprowadza się do punktu U_H , a jeśli punkt ten jest uziemiony, określa się próg za pomocą spadku napięcia na opornikach R20 i R21. Dla sygnałów różnicowych wywołujących wzrost prądu kolektora tranzystora T4 spadek napięcia na oporniku R20 maleje. Gdy wartość tego napięcia jest bliska 0 tranzystor T5 wchodzi w stan aktywny, a parę T5 i T7 można uważać za wzmacniacz różnicowy z pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego /C3/.

Analogiczny układ dla sygnałów o przeciwnej polarności tworzą T6 i T7. Dodatnie sprzężenie zwrotne zapewnia dobrą rozróżnialność sygnałów o małej różnicy amplitud. Przepływ prądu w pętli wywołuje odcięcie tranzystora T7 i co za tym idzie zmienia potencjał bazy T8 i na wyjściu pojawia się impuls o ujemnej polarności. Wzmocnienie części liniowej wynosi około 12 V/V.

W rozwiązaniu tym pierwszy stopień traktowany jest jako przedwzmacniacz. Dalszą część układu stanowi wzmacniacz, który może współpracować z czterema lub nawet ośmioma przedwzmacniaczami.

Ostatnim rozwiązaniem, o którym chcemy tu wspomnieć, jest adaptacja dopiero co omówionego wzmacniacza do pamięci stałej PAS-6. Schemat tego układu przedstawiono na rys. 10. Zadaniem tego układu jest wzmacnianie impulsów o amplitudzie ok. 1,5 mA, dowolnej polarności oraz eliminacja zakłóceń do 0,5 mA. Wartości sygnałów są tu rozpatrywane prądowo ze względu na połączenie równoległe wyjść bitowych z czterech bloków. W związku z brakiem operacji zapisu występują tu zakłócenia mniejsze aniżeli w pamięci operacyjnej, lecz cykl tej pamięci jest znacznie krótszy.

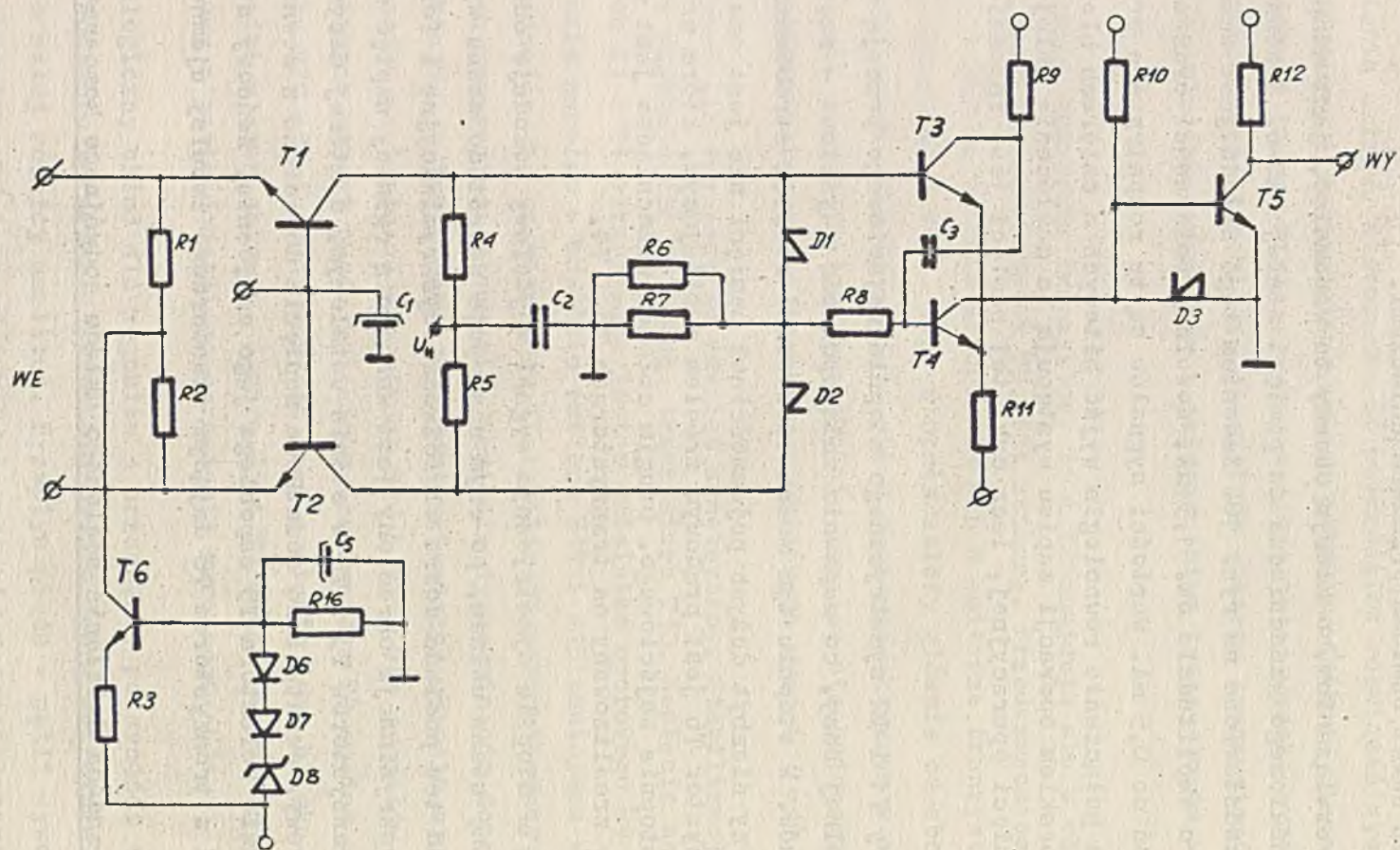
Tranzystory T1 i T2 symetrycznego stopnia wejściowego pracują w układzie wspólnej bazy, co zapewnia małą oporność wejściową - rzędu kilkunastu omów. W stopniu tym można zastosować również strobowanie, aczkolwiek przy niezbyt dużych pojemnościach pamięci nie jest ono niezbędne. Tranzystor T6 jest prądowym źródłem zasilającym, które ustala punkt pracy stopnia wejściowego. Drugim członem wzmacniacza jest układ jednostabilny zrealizowany na tranzystorach T3 i T4.

Wzmocniony w stopniu symetrycznym sygnał wejściowy powoduje odetkanie T4 i zmianę stanu układu, po czym następuje powrót do stanu wyjściowego. Układ ten posiada dobre właściwości dyskryminacyjne i formujące. Próg dyskryminacji określony jest wartością różnicy napięć między bazami tranzystorów T3 i T4 w stanie ustalonym, o której decyduje dzielnik oporowy, ewentualnie dodatkowe napięcie dołączone z zewnątrz. Dioda w obwodzie kolektora T5 zapobiega jego nasyceniu. Końcowy stopień stanowi układ z tranzystorem T6 dającym standardowe impulsy ujemne.

4. Schemat i zasada działania scalonego układu podwójnego komparatora

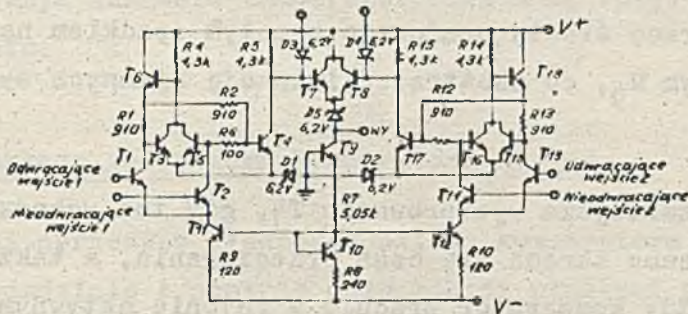
μ A 711

Podwójny komparator μ A 711 opisany w pracy R.J. Widlara [1] stanowi przykład scalonego układu ilustrujący tendencje miniaturyzacji w układach elektronicznych. Jest to wzmacniacz stałoprądowy o liniowym zakresie wzmacniania sygnałów wejściowych i amplitudzie około 3 mV.



Rys. 10. Wzmacniacz odczytu pamięci PAS-6

Zasadniczą funkcją komparatora jest porównywanie sygnału napięciowego z napięciem odniesienia i uzyskanie cyfrowego "0" lub "1" zależnie od wzajemnych wartości napięcia wejściowego i napięcia odniesienia. Przy stosowaniu podwójnego komparatora napięcie określające próg dyskryminacji wzmacniacza odczytu określone jest opornikami zewnętrznymi i jest w zasadzie niezależne od charakterystyki obwodu scalonego. Podwójny komparator stanowi dwie jednostki podstawowe, których wyjścia sumowane są na wspólnym stopniu końcowym. Do każdej z nich może być zastosowane niezależne strobowanie. Schemat komparatora przedstawiono na rys. 11.



Rys. 11. Schemat podwójnego komparatora μA 711

Stopień wejściowy na tranzystorach T1 i T2 jest wzmacniaczem różnicowym. Przy napięciu wejściowym równym zero napięcia emiter-baza obu tranzystorów kompensują się. Emitery stopnia wejściowego zasilane są ze źródła prądowego /T11/, dzięki czemu prądy kolektorowe tego stopnia są nieczułe na wejściowe napięcia synfazowe. Drugi stopień wzmacniacza jest także układem różnicowym zbudowanym na tranzystorach T3 i T4. Napięcia na bazach tych tranzystorów są określone przez spadki napięć na jednakowych opornikach R1 i R2 w stosunku do napięcia na emiterze T6. Jeśli prądy kolektorów stopnia wejściowego są równe, to prądy kolektorów T3 i T4 też są równe. Ponadto T3 pracuje jako wzmacniacz, który odwraca przebiegi z wyjścia T1 i łączy je z wyjściem T2 na bazie T4. Na kolektorze T4 następuje przejście z układu symetrycznego na asymetryczny.

Drugi stopień w warunkach równowagi jest nieczuły na zmiany dodatniego napięcia zasilającego. Gdy napięcie to rośnie, prądy kolektorów

T3 i T4 rosną tak, że napięcie na kolektorze T4 pozostaje stałe. Aby zapewnić duży prąd wyjściowy następny stopień /T7/ pracuje jako wtórnik emiterowy. Dioda Zenera /D₁/ między emiterami tranzystorów drugiego stopnia a ziemią, określając napięcia na bazach drugiego stopnia wzmacniacza, określa tym samym zakres napięcia wejściowego.

Identyczna dioda Zenera, utrzymująca na odpowiednim poziomie wyjście wtórника emiterowego /D₅/, umożliwi przesunięcie poziomu napięcia wyjściowego z powrotem do poziomu zgodnego z układami współpracującymi. Tranzystor T9 separuje wyjście od diody kompensującej dzielnik polaryzacji stanowiący źródło prądu stopnia wejściowego. Zastosowanie tranzystora T10, połączonego diodowo, dla kompensowania napięcia emiter-baza T11, pozwala na pracę źródła prądowego z małym spadkiem napięcia na jego oporniku emiterowym R₉, co zaostrza eliminację ujemnych sygnałów synfazowych.

Tranzystor T5 zmniejsza wysterowanie T4, gdy ten wchodzi w stan nasycenia, dzięki czemu skraca się czas przeciągania, a także zmniejszają się straty mocy. Gdy komparator pracuje w rejonie aktywnym prąd kolektora T2 wytwarza spadek napięcia na oporniku R₆, który utrzymuje T5 w stanie nieprzewodzenia. Wskutek tego T5 nie ma wpływu na pracę w rejonie aktywnym. Przy dużym sygnale ujemnym na wejściu T2 jest odcięty i nie wytwarza już spadku napięcia na R₆ i T5 przewodzi. Może on przewodzić cały prąd płynący przez R₄, przy czym spadek napięcia na R₂ i R₆ jest nieznaczny. Na oporniku R₁ występuje duży spadek napięcia, gdy płynie przez niego prąd kolektora T1, który jest prawie całkowitym prądem kolektora T11. Wytworzona różnica napięć odcina T3.

Jeśli przyjąć, że T4 i T5 są identycznymi tranzystorami prądu ich kolektorów będą takie same, gdy będą pracować z tym samym napięciem emiter-baza. Prąd kolektora T5 określany jest przez R₄ i spadek napięcia na nim. Napięcie kolektor-emiter tranzystora T5 jest sumą spadku napięć emiter-baza T5 i T6 plus spadek napięcia na oporniku R₂, który jest mały. Napięcie kolektor-emiter T4 będzie takie, jak dla T5, ponieważ prądy ich kolektorów są sobie równe, a także jednakowe są wartości oporników R₅ i R₄. Tym niemniej wymaga się, aby tranzystor T4 ulegał nasycaniu celem uzyskania odpowiedniego ujemnego poziomu wyjścia.

Można to uzyskać dzięki wykonaniu mniejszego złącza tranzystora T5 niż złącze tranzystora T4. Na skutek tego T4 będzie przewodził większy prąd niż T5 przy tym samym napięciu emiter-baza, co jest łatwe do wykonania w monolitycznym obwodzie scalonym. Przy odpowiedniej geometrii układu T4 może być wykonany tak, aby zaledwie wchodził w nasycenie, dając minimalny czas przeciągania.

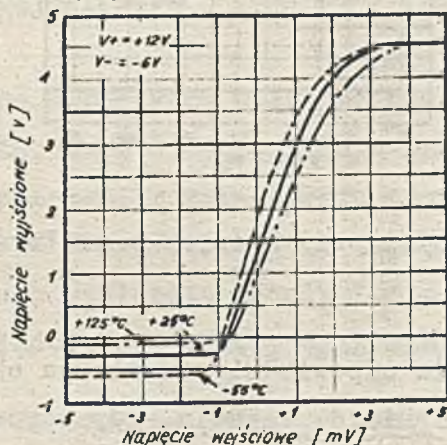
W innym artykule Widlara [11] przeprowadzona jest matematyczna analiza pracy komparatora. Wykazano tam, że własności obwodu zależą w znacznej mierze od dokładnego dobrania i rozmieszczenia składowych układu w obwodzie scalonym. Dla μA 711 i innych podobnych układów uzyskano poprawną pracę w dużym zakresie temperatur oraz mały wpływ znacznych zmian napięcia zasilania.

5. Właściwości układu podwójnego komparatora μA 711

Wspomniane już uprzednio własności układu komparatora zostaną szerzej omówione w tym rozdziale i poparte dołączonymi wynikami pomiarów podanyymi za pracą [1].

Rys. 12 przedstawia funkcję przenoszenia komparatora w odniesieniu do różnych temperatur pracy. Jak widać wpływ temperatury jest niewielki.

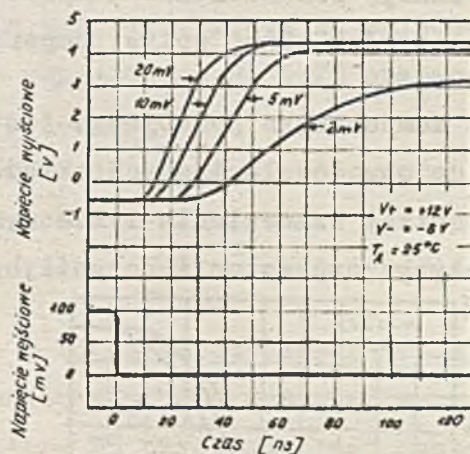
Istotną zaletą układu komparatora podwójnego jest łatwość dopasowania wyjścia komparatora do obwodów logicznych układów współpracujących, co pozwala na uniknięcie strat wzmocnienia i nie wymaga dodatkowych stopni, które komplikowałyby komparator i uczyniłyby go wolniejszym.



Rys. 12. Charakterystyka przenoszenia komparatora

Na rys. 13 pokazane zostały przebiegi na wyjściu komparatora. Za opóźnienie odpowiedzi w stosunku do sygnału wejściowego uważa się odległość w czasie między chwilą przyłożenia funkcji skokowej na wejściu, a czasem kiedy napięcie wyjściowe przekracza napięcie proggu logicznego. Napięcie wejściowe steruje komparator od pewnego stanu początkowego w taki sposób, aby napięcie na wyjściu zmieniło się od stanu nasycenia do napięcia proggu pracy charakterystycznego dla układów logicznych. Ta zmiana napięcia określana jest tu jako przesterowanie napięciowe. Operowanie tym określeniem zapewnia większą elastyczność interpretacyjną realizowanych parametrów.

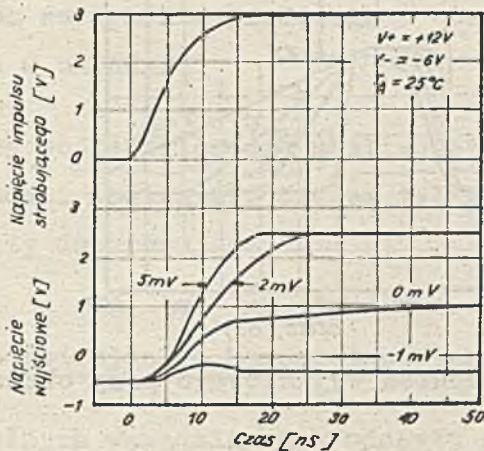
Na rys. 13 napięcie skoku wynosi 100 mV, a napięcie przesterowania 2, 5, 10 i 20 mV. Opóźnienia odpowiedzi wynoszą odpowiednio 65, 40, 28 i 20 ns. Dla mniejszego skoku napięcia przy tych samych przesterowaniach opóźnienie odpowiedzi będzie nieco mniejsze, ponieważ wewnętrzny obwód komparatora nie będzie w pełni nasycony przed przyłożeniem impulsu. Większe skoki wejściowe nie zmieniają czasu odpowiedzi, ponieważ komparator nie wchodzi w stan nasycenia głębszego, niż to ma miejsce przy napięciu wejściowym 100 mV.



Rys. 13. Opóźnienie odpowiedzi przy różnych przesterowaniach napięcia wejściowego

Opisany pomiar opóźnienia odpowiedzi pozwala na określenie jak należy liczyć błąd w odniesieniu do wejścia, gdy porównanie odbywa się w krótszym przedziale czasu.

Własności czasowe obwodu strobujuącego pokazano na rys. 14. Czas reakcji na impuls strobujuący jest czasem w jakim napięcie wyjściowe ma osiągnąć napięcie progu logicznego po wysterowaniu końcówki strobujuącej od zera do jedynkowego poziomu logicznego. Przebiegi na wyjściu komparatora w obecności impulsu strobujuącego pokazano dla różnych warunków wejściowych. Krzywa 0 mV odpowiada warunkom wejściowym, jakich wymaga napięcie progu logicznego na wyjściu przy braku impulsu wejściowego. Krzywa niższa odpowiada napięciu wejściowemu mniejszemu o 1 mV i odpowiada chwili, gdy komparator dopiero co został wyłączony. Krzywe 2 mV i 5 mV przedstawiają aktualne warunki pracy i dają czasy reakcji na impuls strobujuący odpowiednio 14 i 10 ns. W tych warunkach napięcie wyjściowe nie osiąga maksymalnego poziomu wyjściowego ze względu na małą amplitudę impulsu strobujuącego.

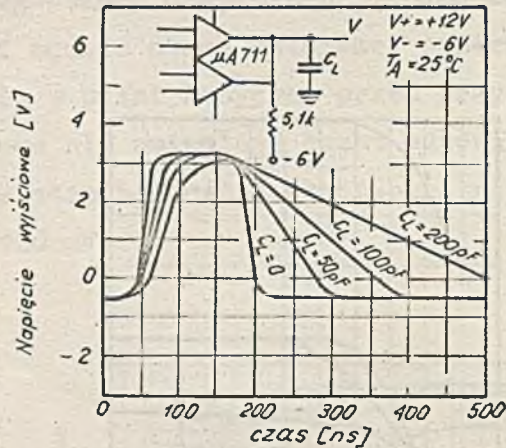


Rys. 14. Przebiegi na wyjściu komparatora przy różnych przesterowaniach napięcia wejściowego

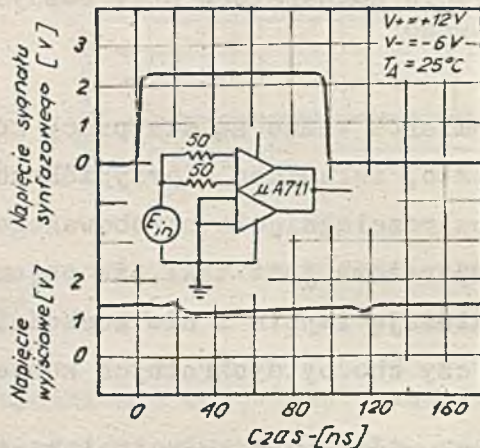
Wartości uzyskane z pomiarów ważne są dla pracy komparatora z układami Fairchild'a RTL. Często, zwłaszcza w przypadkach występowania opóźnień istnieje potrzeba rozciągnięcia strobowanego impulsu wzmacniacza odczytu. Układ komparatora jest taki, że pojemności uwzględniane w takich warunkach wydłużają impuls i nie zachodzi potrzeba stosowania dodatkowych układów, czy choćby dyskretnych kondensatorów.

Poszerzenie się impulsu wyjściowego przy obciążeniu pojemnościowym przedstawiono na rys. 15. Wtórnik emiterowy może szybko ładować pojem-

ności obciążenia, ale utrudnia ich rozładowanie. Opóźnienie odpowiedzi i czas reakcji na impuls strobujący dla wyjściowych napięć ujemnych są ograniczone przez tę charakterystykę poszerzania impulsów. Opóźnienie odpowiedzi przy impulsie ujemnym jest mniejsze niż przy impulsie dodatnim, ponieważ nie wchodzi w grę czas przeciągania drugiego stopnia wzmacniacza. Podobnie czas opadania impulsu strobującego jest krótszy niż czas wyzwiania w bazie wyjściowego wtórnik emiterowego. Dlatego czasy odpowiedzi ujemnych są bardziej ograniczone przez charakterystyki obciążenia niż własności obwodów, co uwiadcza rys. 15. Poziom odrzuconych przez komparator zakłóceń synfazowych wynosi 85 dB. Rys. 16 przedstawia wpływ impulsu synfazowego. W każdej innej chwili, niż w czasie wykonywania porównania, sygnał synfazowy może być pominięty.



Rys. 15. Poszerzanie się impulsu wyjściowego przy obciążeniu pojemnościowym



Rys. 16. Wpływ sygnału synfazowego na napięcie wyjściowe

Główne właściwości opisywanego komparatora oznaczonego symbolami $\mu A 711$ można sformułować następująco:

- warunki: temperatura otoczenia $25^{\circ}C$, $V = + 12 V$, $V = - 6 V$,
- wejściowe napięcie odcięcia $/U_{wy} \quad 0 V/ \quad - 1 mV$,
- prąd odcięcia na wejściu $0,5 \mu A$,
- prąd polaryzacji na wejściu $25 \mu A$,
- temperaturowy współczynnik wejściowego napięcia odcięcia $3 \mu V/^{\circ}C$,
- dopuszczalny zakres napięcia wejściowego $\pm 5 V$,
- wzmacnienie napięciowe 1500 ,
- opóźnienie odpowiedzi $40 ns$,
- czas reakcji na impuls strobujący $12 ns$,
- oporność wyjściowa 200Ω ,
- górny poziom napięcia wyjściowego $+ 4,5 V$,
- dolny poziom napięcia wyjściowego $- 0,5 V$,
- moc tracona w składzie $130 mW$.

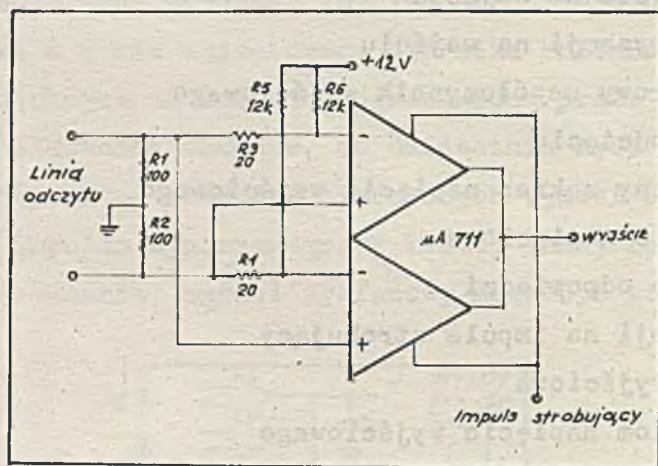
Ponadto należy podkreślić duże możliwości bezpośredniej współpracy z wszelkimi obwodami scalonymi. Czasem tylko potrzebne są dodatkowe dyskretne elementy dopasowujące.

6. Wykorzystanie podwójnego komparatora jako wzmacniacza odczytu

W konwencjonalnych wzmacniaczach odczytu pierwsze stopnie wzmacniają i eliminują sygnał synfazowy, natomiast funkcje formowania i ustalania progu odczytu są zlokalizowane na wyjściu wzmacniacza. Ma to tę niedogodność, że ustalony w odniesieniu do wejścia próg oddziałuje na przebiegi o zmienionym w stosunku do wejścia obrazie. Bardziej zadowalające jest zastosowanie komparatora napięciowego i umieszczenie progu napięciowego na jego wejściu. W tym wypadku główny wpływ na dokładność wywiera napięcie odcięcia. Trudnością staje się wówczas zapewnienie eliminacji zakłóceń synfazowych.

Podstawowy układ wzmacniacza odczytu wykorzystujący podwójny komparator pokazany jest na rys. 17. Układ ten ustala symetryczny względem ziemi próg na wejściu zapewniając w ten sposób odpowiednią eliminację sygnałów synfazowych. Oporniki R_1 i R_2 stanowią tu zakończenie linii,

a poziom odczytu jest w zasadzie równy napięciu na R_3 i R_4 wywołanemu przez prąd ze źródła napięcia dodatniego V_{adj} przez R_5 i R_6 . Zastosowanie dwóch komparatorów umożliwia przenoszenie przez układ zarówno dodatnich, jak i ujemnych sygnałów względem ustalonego progu.

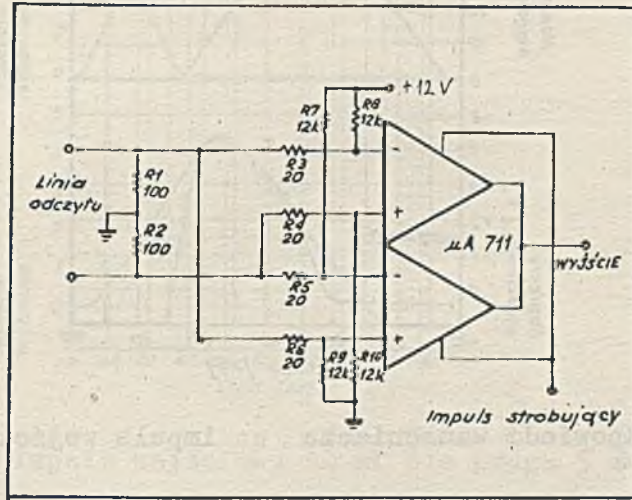


Rys. 17. Podstawowy układ wzmacniacza odczytu

Tak rozwiązany wzmacniacz odczytu ma szereg zalet, jak np. dużą prostotę z punktu widzenia problemów związanych ze scalaniem, która umożliwia tanią masową produkcję. Dalej, określenie napięcia progu za pomocą niedrogich oporników zewnętrznych zapewnia możliwość pracy w różnych typach pamięci, dla różnych wymiarów rdzeni. Napięcie progu może być z łatwością regulowane poprzez zmianę napięcia V_{adj} i może być utrzymywane niezależnie od zmian temperatury.

W opisanym układzie wzmacniacza dla $V_{adj} = 12 V$ zakłócenia synfazowe wynosić mogą 8% przy amplitudzie tego zakłócenia równej 1 V, przy czym w większości pamięci zakłócenia te są mniejsze niż 0,5 V. Ich wpływ można zmniejszyć, zwiększając R_5 i R_6 oraz przyjmując wyższe napięcie progu. Przy szczególnie dużych sygnałach synfazowych podczas odczytu można zastosować układ z rys. 18. Zastosowane tutaj dodatkowe oporniki dla zrównoważenia sieci polaryzacji wejścia dla sygnałów synfazowych, zmniejszając o rząd wielkości ich amplitudę. Nierównomiernie rozłożone, niezrównoważone pojemności znacznie utrudniają eliminację zakłóceń synfazowych. Istotna jest więc taka fizyczna topografia układu by wyeliminować

wać przypadkowość. Dotyczy to szczególnie oporników R_5 i R_6 , które ponadto powinny mieć małą pojemność własną.



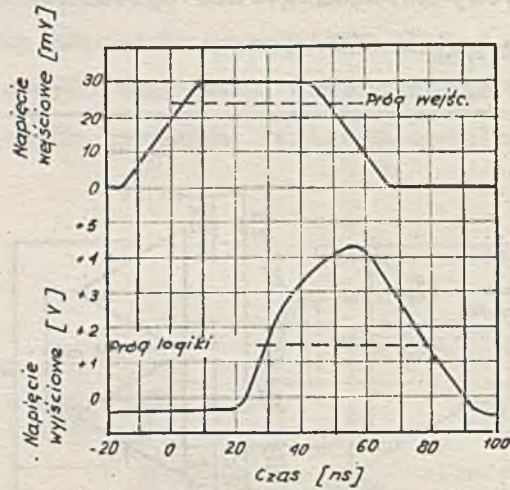
18. Wzmacniacz odczytu o zmniejszonej wrażliwości na sygnały synfazowe

Dzięki sprzężeniom bezpośrednim i małym czasom przeciągania komparator wraca do stanu wyjściowego z każdego stanu przeciążenia w czasie niedłuższym niż 50 ns i staje się nieczuły na zmianę postaci informacji.

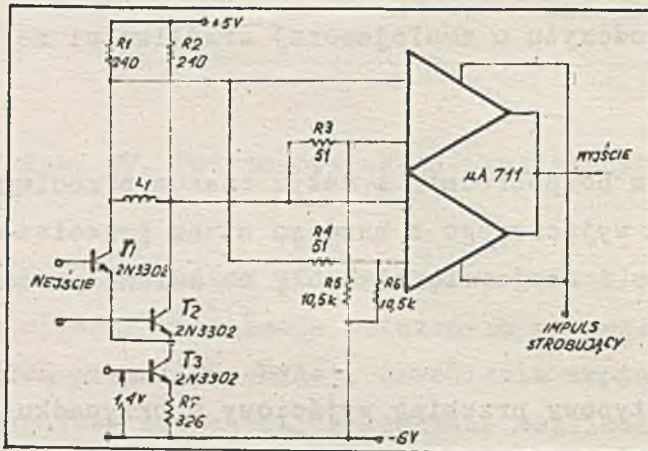
Rys. 19 pokazuje typowy przebieg wyjściowy w przypadku sygnału "1" na wejściu. Dla sygnału wejściowego, którego amplituda o 7 mV przewyższa poziom progów i którego szerokość na poziomie progów wejściowych wynosi 45 ns, uzyskano impuls wyjściowy o czasie trwania 50 ns na poziomie progów logicznego.

Warto podkreślić, że czas powrotu jest krótki i przy rozpatrywaniu go wystarczy uwzględnić czas odpowiedzi stopnia wejściowego.

Podczas pracy z małymi rdzeniami, gdy impuls wejściowy jest bardzo mały można stosować dodatkowe wzmacnianie przed wprowadzeniem impulsu na komparator. Rys. 20 przedstawia różnicowy stopień wejściowy pracujący jako przedwzmacniacz o wzmacnieniu 10. Napięcie progowe dla samego komparatora, uzyskane w podobny sposób jak w przypadku układu z rys.17, wynosi 50 mV. Za pomocą regulacji opornika R7 można zmieniać wzmacnienie przedwzmacniacza.



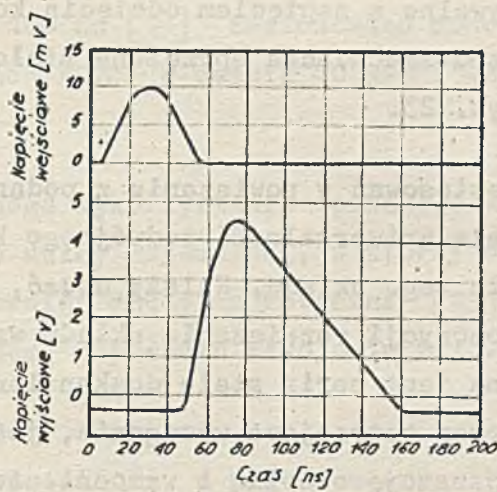
Rys. 19. Odpowiedź wzmacniacza na impuls wejściowy z progiem



Rys. 20. Układ wzmacniacza z przedwzmacniaczem kompensowanym temperaturowo

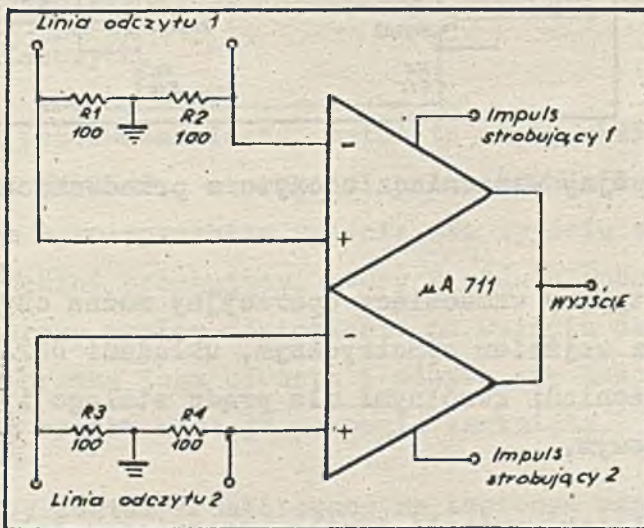
Dla układu z rys. 20 próg napięcia wynosi 5 mV. Zarówno przedwzmacniacz jak i wzmacniacz zapewniają eliminację sygnałów synfazowych. Odpowiedź tego układu na sygnał wejściowy 10 mV została przedstawiona na rys. 21.

W pewnych zastosowaniach może okazać się wygodnym łączenie pewnej ilości linii odczytu z jednym wzmacniaczem. Dla każdego z wejść stosuje się wówczas przedwzmacniacz bramkowany.



Rys. 21. Odpowiedź na impuls wejściowy 10 mV dla progu 5 mV

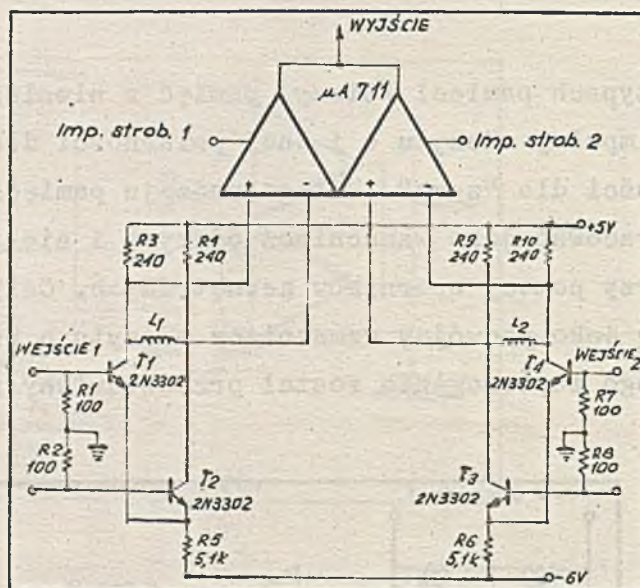
W pewnych typach pamięci /biaxy, pamięć z nieniszczącym odczytem/ uzyskuje się impulsy odczytu o jednej polarności dla "jedynek" i przeciwnej polarności dla "zera". W tego rodzaju pamięci jedna połówka $\mu A 711$ może pracować jako wzmacniacz odczytu i nie jest konieczne ustalanie progu przy pomocy oporników zewnętrznych. Cały układ komparatora może być użyty jako podwójny wzmacniacz odczytu o wspólnym wyjściu. Przykład takiego zastosowania został przedstawiony na rys. 22.



Rys. 22. Podwójny wzmacniacz odczytu dla systemu z dodatnią "jedyneką" i ujemnym "zerem"

Dla pamięci, w której "jedyńki" są dodatnie, a "zera" ujemne, które to wartości są porównywalne z napięciem odcięcia komparatora, trzeba stosować dodatkowo przedwzmacniacze sprzężone stałoprądowo z komparatorem, co ilustruje rys. 23.

Podane przykłady zastosowań w powiązaniu z podanymi uprzednio właściwościami, potwierdzają uniwersalność podwójnego komparatora i celowość szerokiego zastosowania tego układu. Należy dodać, że komparator $\mu A 711$ jest jedną z wielu propozycji rozwiązania układu wzmacniacza odczytu firmy Fairchild. Znana jest seria stale doskonalonych wzmacniaczy tej firmy spełniających coraz ostrzejsze wymagania, jeśli chodzi o współczynnik symetrii, kompensację cieplną i wzmocnienie.



Rys. 23. Podwójny wzmacniacz odczytu z przedwzmacniaczami

Za najbardziej typowy wzmacniacz operacyjny można chyba uznać scałony układ $\mu A 709$ z wejściem symetrycznym, układami Darlingtona w drugim stopniu, sprzężeniami zwrotnymi dla prądu stałego i zmiennego oraz z wyjściem wtórnikowym.

Z innych wzmacniaczy wymienić trzeba wzmacniacze operacyjne $\mu A 702$, wzmacniacze różnicowe $\mu A 726$, $\mu A 730$ i $\mu A 733$ stosowane w układach pamięciowych [13]. Obok komparatora $\mu A 711$ wymienić należy również komparator $\mu A 710$. Dane dotyczące tych układów można znaleźć w prospektach i katalogach firmowych np. [12].

W pamięci na drutach magnetycznych o pojemności 16 tys. słów 72-bitowych, o cyklu odczytu 100 ns [14] zastosowano monolityczny, dwustopniowy, różnicowy wzmacniacz PC7B o paśmie 40 MHz i wzmacnieniu napięciowym 40 dB.

Przykładem konkretnego wykorzystania opisanego układu może być zastosowanie go w pamięci o dużej pojemności, w której ośrodek przechowywania informacji stanowią również druty magnetyczne [15]. Mamy tu do czynienia z nieniszczącym odczytem, a ponadto uzwojenie bitowe jest tu wspólne dla odczytu i zapisu.

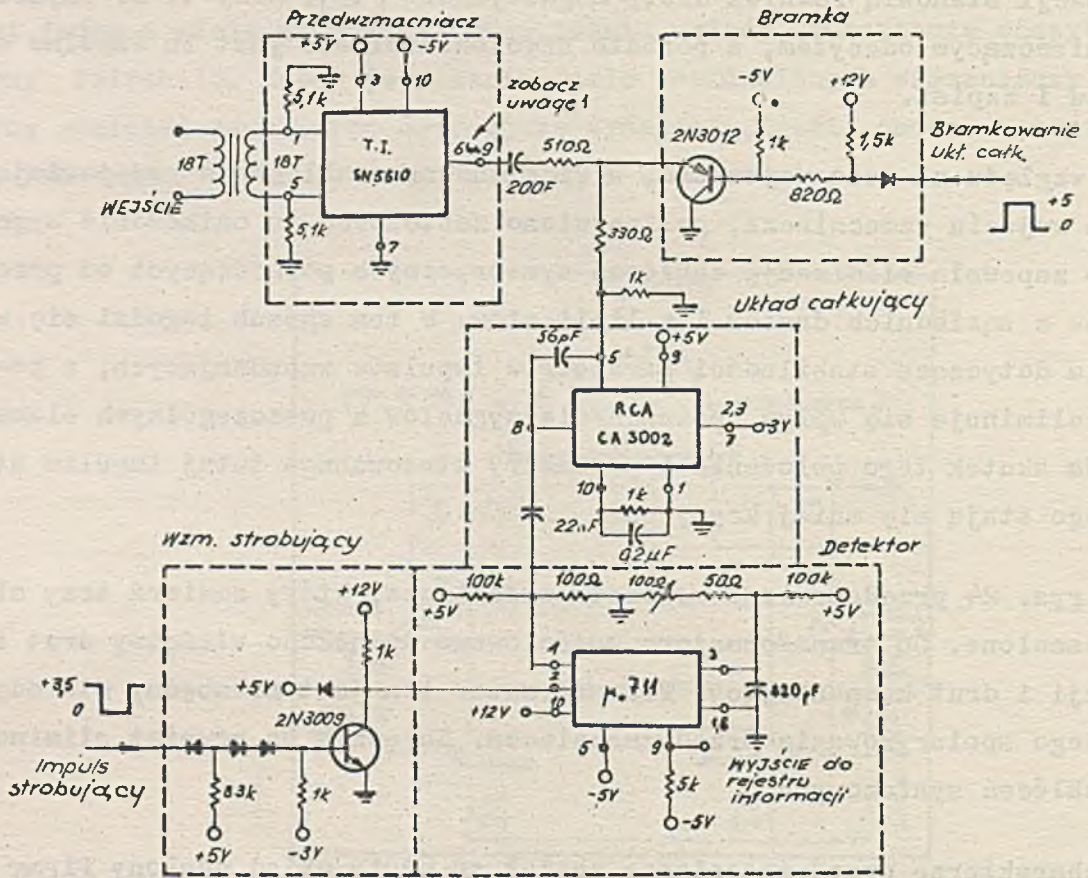
Ze względu na dużą pojemność, a więc znaczne zakłócenia przejawiające się na wejściu wzmacniacza, postanowiono zastosować tu całkowanie sygnału, co zapewnia eliminację zakłóceń symetrycznych pochodzących od przesłuchów z sąsiednich drutów i z linii słów. W ten sposób łagodzi się wymagania dotyczące stabilności parametrów impulsów wzbudzających, a ponadto eliminuje się wpływ opóźnień dla sygnałów z poszczególnych elementów. Na skutek tego położenie i parametry stosowanego tutaj impulsu stroboującego stają się mniej krytyczne.

Na rys. 24 przedstawiono schemat wzmacniacza, który zawiera trzy elementy scalone. Do transformatora wejściowego dołączono właściwy drut informacji i drut kompensujący. Transformator ten jest niezbędny dla odpowiedniego spolaryzowania przedwzmacniacza. Zapewnia on również eliminację zakłóceń synfazowych.

W charakterze przedwzmacniacza został tu użyty układ scalony firmy Texas Instruments SN 5510 o szerokości pasma 40 MHz i wzmacnieniu 40 V/V z niesymetrycznym wykorzystaniem wyjścia. Na wyjściu tego przedwzmacniacza znajduje się układ bramkujący, który w stanie spoczynku zwiera to wyjście, dając zerowy poziom odniesienia na wyjściu układu całkującego. W czasie odczytu bramka jest otwarta i odbywa się ładowanie układu całkującego, po czym bramka zostaje ponownie zamknięta.

Układ całkujący został zrealizowany na scalonym wzmacniaczu liniowym RCA CA-3002, do którego dołączono z zewnątrz kondensator sprzężenia zwrotnego. Całkowanie obniża znacznie poziom napięcia wyjściowego i tu właściwie wykorzystano omawiany przez nas układ Fairchild μ A 711 pracują-

cy jako detektor, w którym dokonuje się również strobowania. Zmiana poziomu wyzwalania dokonuje się za pomocą zmiennego opornika dołączonego z zewnątrz. Poziom ten jest praktycznie niezależny od właściwości wzmacniacza. Impuls strobowy ulega wzmacnianiu w stopniu zawierającym tranzystor 2N3009.



Uwaga: 1 Końcówki te są symetrycznymi wyjściami i wyjścia ich zależą od wymagań zewnętrznych.
2 Wszystkie diody są typu FD6666.

Rys. 24. Wzmacniacz odczytu pamięci na drutach magnetycznych [11]

7. Zakończenie

W artykule niniejszym starano się przedstawić wymagania stawiane wzmacniaczom odczytu pamięci magnetycznych oraz dokonano przeglądu szeregu rozwiązań. Dużo uwagi poświęcono rozwiązaniom scalonym wzmac-

niaczy jako rozwiązaniom najbardziej perspektywicznym. Wprowadzenie technologii obwodów scalonych pozwala na znaczne zminiaturyzowanie układów i zredukowanie mocy wydzielanej przy jednoczesnym obniżeniu kosztów. Ponadto konstruktor pamięci nie ma już tutaj możliwości wprowadzenia zmian w układzie wzmacniacza, lecz przyjmuje gotowy układ.

Wydaje się, że opisany tutaj komparator μA 711 spełnia w znacznej mierze stawiane wymagania, aczkolwiek jako jeden z pierwszych układów tego rodzaju nie jest jeszcze doskonały.

Postęp w dziedzinie wzmacniaczy odczytu jest na tyle szybki, że prawdopodobnie istnieje obecnie niejedno rozwiązanie doskonalsze od opisanych w niniejszym artykule. Tym niemniej znajomość kolejnych etapów rozwoju wzmacniaczy odczytu powinna być pomocna konstruktorom w pracach projektowych.

Literatura

- [1] R.J. WIDLAR: Core Memory Sense Amplifier Designs Using an Integrated Dual Comparator. Application Reports, May 1966. SGS Fairchild.
- [2] Electronics Magazine's 1969 Markets Report. Electronics. January 6, 1969.
- [3] R.F. TSUI: Improving the Performance of the Sense-Amplifier Circuit Through Pre-Amplification Strobing and Noise-Matched Clipping, IRE Trans. on El. Comp. October 1962, str. 677-683.
- [4] G.H. GOLDSTICK, E.F. KLEIN: Design of Memory Sense Amplifier. IRE Trans. on E. Comp., April 1962. str. 236-253.
- [5] C.A. ALLEN, G.D. BRUCE, E.D. COUNCILL: A 2,18-Microsecond Megabit Core Storage Unit. IRE Transaction on Electronic Computers. June 1961, str. 233-7.
- [6] B.A. KAUFMAN, J.S. HAMMOND: A High-Speed Direct-Coupled Magnetic Memory Sense Amplifier Employing Tunnel-Diode Discriminators. IEEE Transactions on Electronic Computer. June 1963, str. 282.
- [7] O. LANDSVERK: A Fast Coincident Current Magnetic Core Memory. IEEE Transactions on Electronic Computers. October 1964, str. 580.
- [8] S. WOLSZCZAK: Ferrytowa pamięć operacyjna PAO-5. Prace Przemysłowego Instytutu Telekomunikacyjnego Nr 61, 1968.
- [9] M. JOZANIS: Układy toru odczytu pamięci operacyjnej PAO-6. Prace IMM - w przygotowaniu.

- [10] R.J. WIDLAR: The Operation and Use of a Fast Integrated Circuit Comparator. Fairchild Application. Note APP-116, luty 1966.
- [11] Microcircuits Planar Selector. SGS-Fairchild. April 1, 1968.
- [12] A Monolithic Differential Video-Amplifier for Memory Application Computer Design. November 1968, str. 114.
- [13] T. ISHIDATE: Design of 100-nanosecond Read-Cycle NDRO Plated-Wire Memory. Fall Joint Computer Conference 1968, str. 969.
- [14] C.F. CHONG, R. MOSENKIS, D.K. HANSON: Engineering Design of a Mass Random Access Plated Wire Memory. Fall Joint Computer Conference, 1967. str. 363.

Mgr inż. Jan RELUGA
Instytut Maszyn Matematycznych

681.325.3:621.317.39

OPTYCZNE PRZETWORNIKI ANALOGOWO-CYFROWE
/ZASTOSOWANIE W KRAJOWYCH URZĄDZENIACH CYFROWYCH/

1. Wstęp

Rozwój zastosowań przetworników analogowo-cyfrowych jako urządzeń do przetwarzania informacji z postaci analogowej w postać cyfrową związany jest z rozwojem techniki cyfrowej, a szczególnie z rozwojem elektronicznych maszyn i urządzeń cyfrowych. Pierwsze przetworniki a-c stosowano w układach telemetrii - do przesyłania sygnałów cyfrowych w postaci impulsów elektrycznych lub elektromagnetycznych, w przyrządach używanych do pomiarów w dużej liczbie punktów pomiarowych lub pomiarów parametrów szybko zmiennych w urządzeniach radiolokacyjnych i przelicznikach artyleryjskich.

Zastosowanie elektronicznych maszyn i urządzeń cyfrowych do przetwarzania danych, automatycznej regulacji i sterowania procesami technologicznymi, sterowania programowanego maszyn i urządzeń /np. obrabiarek/, sterowania całymimi obiektami przemysłowymi i wojskowymi, a ostatnio i kosmicznymi, spowodowało olbrzymi wzrost zapotrzebowania na urządzenia do przetwarzania informacji z postaci analogowej w cyfrową.

We wszystkich wymienionych przypadkach przetworniki a-c stanowią bądź część automatycznego układu pomiarowego, bądź same stanowią układ pomiarowy. Zmieniająca się w sposób ciągły informacja analogowa, przetworzona w przetworniku a-c na cyfrową i przedstawiona na jego wyjściu w postaci ciągu lub kombinacji impulsów elektrycznych, może być wyświetlana na wskaźnikach cyfrowych, łatwo przesłana na odległość, zarejestrowana w formie cyfrowej na taśmie papierowej lub karcie dziurkowanej czy też nośniku magnetycznym, względnie wprowadzona bezpośrednio do elektronicznej maszyny cyfrowej.

W urządzeniach tych mają zastosowanie przetworniki analogowo-cyfrowe elektromechaniczne jak i elektroniczne. W ostatnich latach największe zastosowanie zarówno w przyrządach pomiarowych, jak i w automatycznych układach pomiarowych wszelkiego rodzaju cyfrowych systemów sterowania znalazły elektromechaniczne przetworniki analogowo-cyfrowe wyposażone w czujniki fotoelektryczne /przetworniki optyczne/. Posiadają one szereg zalet wyróżniających je z grupy przetworników elektromechanicznych. Do zalet tych należą przede wszystkim możliwość uzyskania dużych zakresów cyfrowych oraz wysoka rozróżnialność.

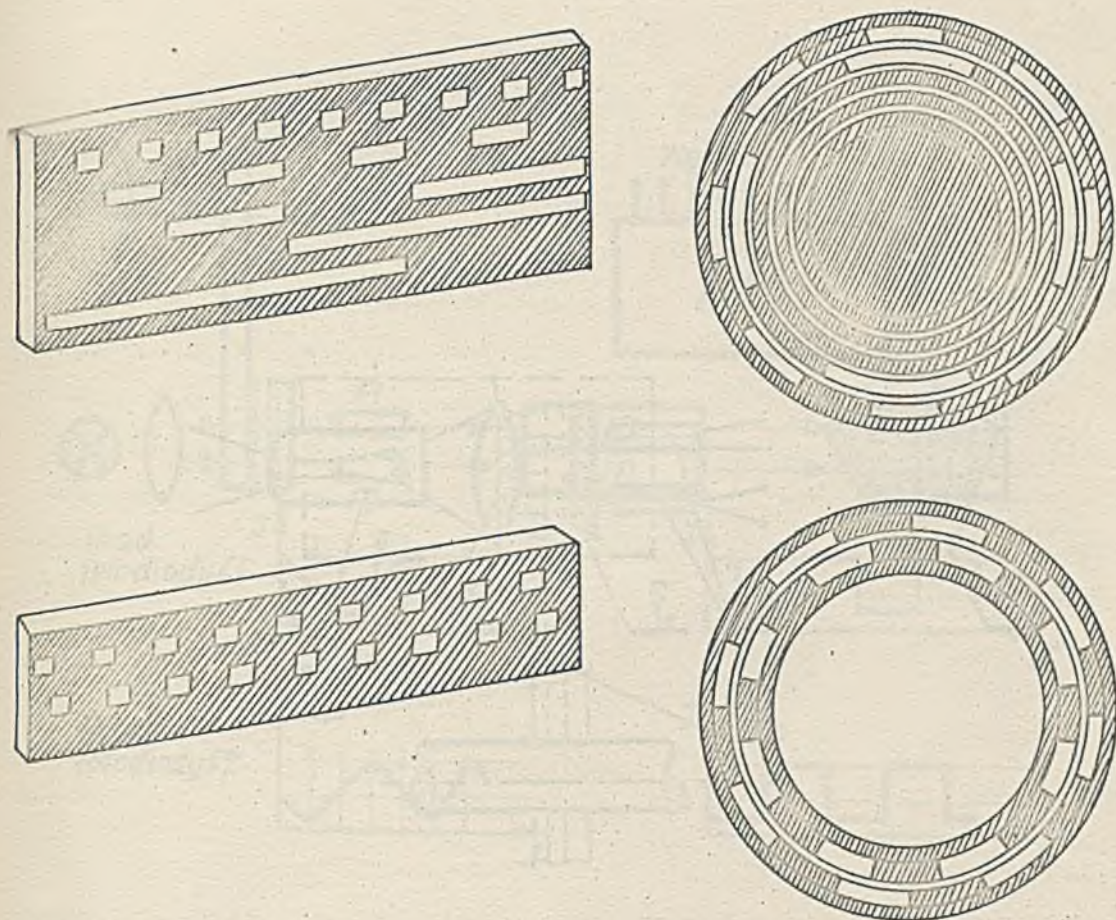
Optyczne przetworniki analogowo-cyfrowe służą do zamiany dwóch podstawowych mechanicznych wielkości analogowych, długości i kąta /względnie drogi i kąta obrotu/ na wielkość cyfrową wyrażoną w postaci ciągu lub kombinacji sygnałów elektrycznych przedstawiających w odpowiednim kodzie wartość przetworzonej wielkości analogowej. Sygnały elektryczne powstają na skutek rozróżniania przez czujniki fotoelektryczne dwóch rodzajów pól symbolizujących stan "0" i stan "1" umieszczonych na liniale lub tarczy, w postaci pól przepuszczających lub nie przepuszczających światła /względnie odbijających lub nieodbijających/. W pierwszym przypadku nieprzezroczyste pola naniesione są na materiał przezroczysty np. szkło, w drugim na metal.

Na rys. 1 pokazano tarcze i liniały przetworników optycznych. Czujniki fotoelektryczne składają się z reguły z elementów światłoczułych, maskownicy ze szczelinami oraz źródła światła i z układu optycznego, odpowiednio formującego strumień świetlny i kierującego go poprzez szczeliny maskownicy na fotoelementy. Na rys. 2 pokazano schemat funkcjonalny czujnika fotoelektrycznego z dwoma elementami światłoczułymi.

Istnieją dwa podstawowe rodzaje cyfrowych systemów pomiarowych: systemy zawierające przetworniki a-c zliczające impulsy /impulsowe/ oraz systemy zawierające przetworniki a-c odczytujące /kodowe/.

2. Przetworniki zliczające

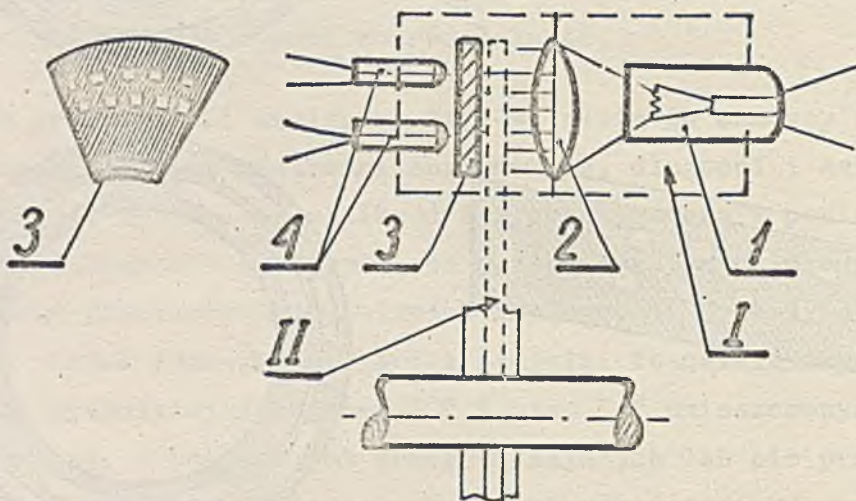
W systemach pomiarowych z przetwornikami zliczającymi zamiana wielkości analogowej /długości lub kąta/ na liczbę zachodzi w drodze zliczania impulsów odpowiadających elementarnym przyrostom, na które



Rys. 1. Liniały i tarcze kodowe i impulsowe przetworników optycznych

podzielona została przetwarzana wielkość analogowa za pomocą tarczy lub liniału impulsowego. Najpierw następuje zamiana przesunięcia kąowego lub liniowego na ciąg impulsów elektrycznych, a następnie ciąg ten jest zliczany przy pomocy odpowiedniego licznika. Liczba w odpowiednim kodzie odpowiadająca przetworzonej wartości analogowej jest formowana w liczniku. Przed wprowadzeniem do licznika impulsy z fotoelementów zostają odpowiednio wzmacnione i uformowane w elektronicznych układach odczytu przetwornika. W przypadku potrzeby rozróżnienia kierunku przesunięcia, na maskownicy ze szczelinami stosuje się specjalny układ pól oraz elektroniczny licznik rewersyjny z układem rozróżnienia kierunku. Schemat blokowy takiego przetwornika został pokazany na rysunku 3.

Część mechaniczna przetworników zliczających odznacza się prostotą budowy oraz małą liczbą użytych elementów. Zastosowanie wieloszczeli-



Rys. 2. Schemat funkcjonalny czujnika fotoelektrycznego

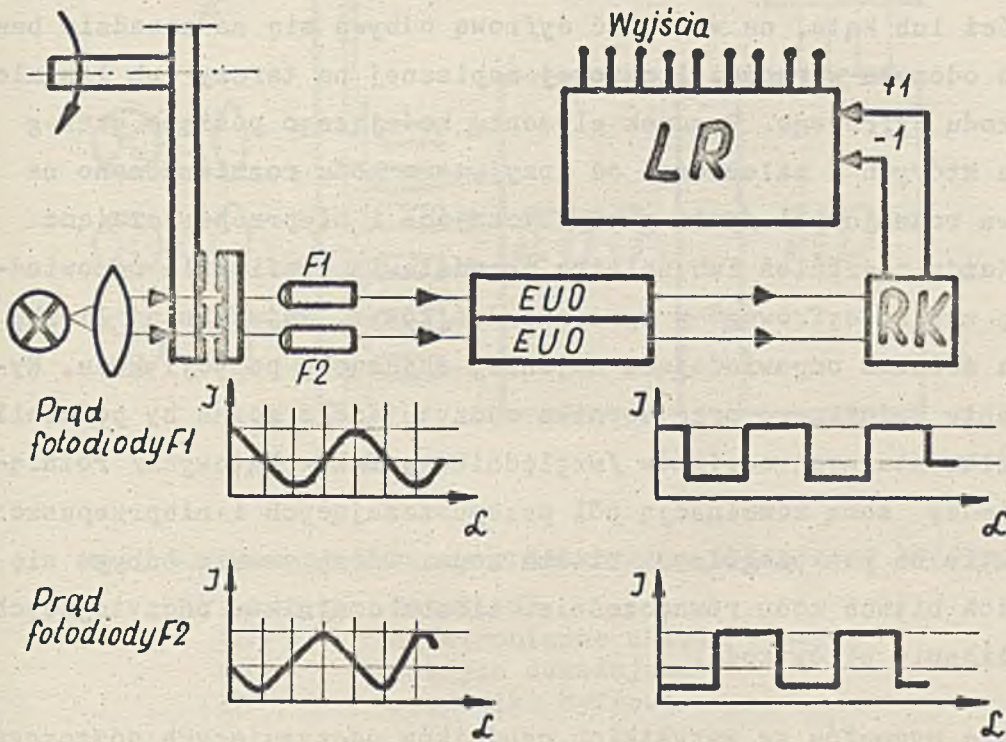
I - Czujnik fotoelektryczny

1 - żarówka, 2 - soczewka, 3 - płytka ze szczelinami

II - Tarcza kodowa

nowej maskownicy pozwala na osiągnięcie w tych przetwornikach rozróżnialności położenia kąowego do $1''$ /sekundy/ względnie $0,001$ mm i zakresu cyfrowego 2^{20} .

Przetworniki zliczające budowane są w różnych typach i wielkościach zależnie od potrzeb i wymagań układów pomiarowych i systemów sterowania. Małe przetworniki zliczające kąowe posiadają około 25×30 mm, przy zakresie cyfrowym 10^4 imp/obrót i niedokładności ± 2 . Wprowadzenie w ostatnich latach trwałych, miniaturowych źródeł światła i elementów światłoczułych o dużych częstotliwościach pracy oraz ultraprecyzyjnych łożysk pozwoliło na uzyskiwanie przetworników o bardzo dużej trwałości dochodzącej do 100.000 godzin pracy i dużej prędkości obrotowej dochodzącej do dziesiątków tysięcy obrotów na minutę.



Rys. 3. Schemat blokowy przetwornika optycznego impulsowego - rewersyjnego

F1 i F2 - fotodiody

EUO - elektroniczne układy odczytu /wzmacniacze, dyskryminatory/

RK - układ rozróżniania kierunku

LR - licznik rewersyjny

Zaletą systemów pomiarowych z przetwornikami impulsowymi jest możliwość wyzerowania w dowolnym czasie i położeniu licznika impulsów oraz rozpoczęcia zliczania od tego miejsca. Własność ta pozwala np. w układach pomiarowych na uzyskiwanie wyniku pomiaru bez konieczności odejmowania dwóch wskazań przyrządu, a w układach automatycznego sterowania /np. we współrzędnościowych stołach wiertarek/ na uproszczenie schematów i ułatwienie obsługi i kontroli procesu.

Istotną wadą pomiarowych systemów zliczających jest możliwość powstania pomyłek w przypadku np. zgubienia impulsu na skutek chwilowych zakłóceń oraz brak własnego układu pamiętającego położenie w przypadku wyzerowania licznika.

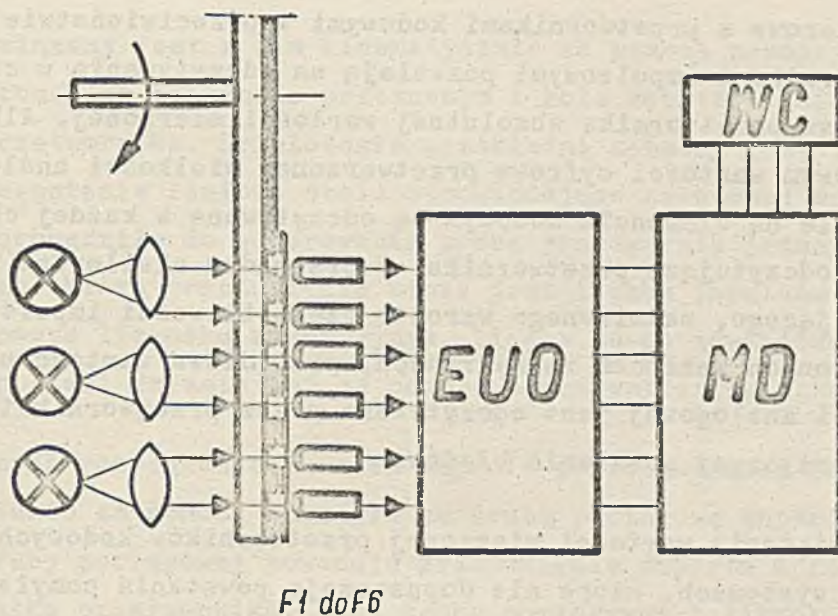
3. Przetworniki odczytujące /kodowe/

W przetwornikach odczytujących /kodowych/ zamiana wielkości analogowej, długości lub kąta, na wielkość cyfrową odbywa się na zasadzie bezpośredniego odczytu wartości liczbowej zapisanej na tarczy lub liniale w postaci kodu cyfrowego. Rysunek elementu kodującego posiada szereg ścieżek, na których w zależności od przyjętego kodu rozmieszczono na przemian dwa rodzaje pól /pola przepuszczające i nieprzepuszczające światło/. Każdy pierścień lub ścieżka przedstawia graficznie odpowiednią pozycję zapisu cyfrowego w systemie dwójkowym. Największą liczbę pól posiada ścieżka odpowiadająca najmniej znaczącej pozycji kodu. Rysunek elementu kodującego przetwornika odczytującego można by podzielić na szereg elementarnych odcinków /względnie wycinków kątowych/ różniących się między sobą kombinacją pól przepuszczających i nieprzepuszczających światło na poszczególnych bitach kodu. Odczytywanie odbywa się na wszystkich bitach kodu równocześnie. Liczba czujników odczytujących odpowiada liczbie bitów kodu.

Kombinacja sygnałów ze wszystkich czujników odczytujących poszczególnych bity kodu zależy od położenia elementu kodującego względem czujników. Po wzmocnieniu i uformowaniu sygnałów w elektronicznych układach odczytu na wyjściu przetwornika uzyskuje się wartość liczbową przetwarzanej wielkości analogowej w postaci kombinacji dwuwartościowych sygnałów elektrycznych /"0" i "1"/, odpowiadającej kodowi zastosowanemu w danym przetworniku. Schemat blokowy kodowego przetwornika optycznego pokazano na rys. 4.

W obu rodzajach przetworników podawana na wyjście wartość liczbową zapisaną w przyjętym dla danego przetwornika kodzie może być wyświetlona na wskaźnikach cyfrowych, zarejestrowana na taśmie rejestratora, przekazana do maszyny cyfrowej, względnie wykorzystana bezpośrednio w układzie sterowania. W przypadku konieczności wyświetlania wartości liczbowych za pomocą dziesiętnych wskaźników cyfrowych, stosuje się układy zmieniające system zapisu liczby w kodzie przyjętym dla danego przetwornika a-c na kod dziesiętny.

Przetworniki mają bardziej skomplikowaną budowę niż przetworniki zliczające z uwagi na dużą liczbę fotoelementów konieczną do jednoczesnego



Rys. 4. Schemat blokowy przetwornika optycznego kodowego

F1 do F6	fotodiody
EUO	elektroniczne układy odczytu
MD	matryca dekodująca
WC	wskaźniki cyfrowe

odczytu kombinacji pól elementarnego odcinka przy danym położeniu tarczy lub liniału kodowego. Wymaga to stosowania czujników odczytujących o bardziej złożonym układzie optycznym wymagającym dużej precyzji w ustawieniu źródła światła i fotoelementów. W najnowszych konstrukcjach przetworników stosuje się subminiaturowe fotoelementy wykonane w postaci układów scalonych, co częściowo uprościło ich konstrukcję i ułatwiło montaż.

Zastosowanie układów scalonych w elektronicznych układach odczytu pozwoliło na znaczną ich miniaturyzację, a tym samym umożliwiło umieszczenie ich w jednej obudowie z częścią mechaniczną przetwornika. Maksymalna rozróżnialność uzyskana w przetwornikach kodowych obrotowych sięga 5" /sekund/ względnie 0,0025 mm w przetwornikach liniowych, a zakres cyfrowy do 2^{18} . Przetworniki te budowane są tak jak i przetworniki impulsowe w różnych typach i wielkościach zależnie od potrzeb i wymagań stawianych przez układy pomiarowe i systemy sterowania. Małe przetworniki kodowe kątowe posiadają wymiary 40x40 mm, a ich zakres cyfrowy sięga $2^{10} - 2^{11}$.

Systemy pomiarowe z przetwornikami kodowymi w przeciwieństwie do systemów z przetwornikami impulsowymi pozwalają na odczytywanie w całym zakresie pomiarowym przetwornika absolutnej wartości mierzonej. Albowiem w systemie kodowym wartości cyfrowe przetwarzanej wielkości analogowej zapisane na stałe na elemencie kodowym są odczytywane w każdej chwili przez czujniki odczytujące przetwornika. W przypadku chwilowego zaniku napięcia zasilającego, nadmiernego wzrostu częstotliwości impulsów odczytowych lub innych zakłóceń zewnętrznych, prawidłowa wartość przetwarzanej wielkości analogowej jest odczytywana przez przetwornik tuż po zlikwidowaniu przyczyny powstania błędów.

Własność pamiętania wartości mierzonej przetworników kodowych ma duże znaczenie w systemach, które nie dopuszczają powstania pomyłek, tj. takich, w których nie ma możliwości powtórzenia pomiaru w dostatecznie krótkim czasie, oraz takich, które pracują bez kontroli położenia zerowego. Należy tu przede wszystkim wymienić systemy pomiarowe takich urządzeń wojskowych i kosmicznych jak: anten radiolokacyjnych i radioteleskopów, wyrzutni raketowych i artyleryjskich, autopilotów, urządzeń nawigacyjnych itp. W zastosowaniu cywilnym pomiarowe systemy kodowe stosuje się przy sterowaniu cyfrowym większości obrabiarek, w urządzeniach centralnego zbierania i rejestracji danych pomiarowych, wszelkiego rodzaju stołach cyfrowych i stołach sterowanych cyfrowo, przy sterowaniu procesami technologicznymi itp.

4. Zastosowanie

W Polsce opracowano lub znajduje się w opracowaniu szereg urządzeń, w układach pomiarowych, w których zastosowano optyczne przetworniki analogowo-cyfrowe. Pierwsze miejsce pod tym względem zajmują obrabiarki. Zastosowanie przetworników analogowo-cyfrowych w obrabiarkach umożliwia, w pierwszym etapie, uzyskanie dokładnego wyniku pomiaru np. położenia stołu, suportu lub wrzeciennika, a następnie, w drugim etapie, wprowadzenie cyfrowych układów sterowania programowego.

W Centralnym Biurze Konstrukcji Obrabiarek stosuje się systemy przyrostowe z optycznymi przetwornikami obrotowymi /kątowymi/ impulsowymi, rewersyjnymi. Wałek wejściowy przetwornika obrotowego, mierzącego położenie stołu współrzędnościowego obrabiarki względnie położenie wrzecien-

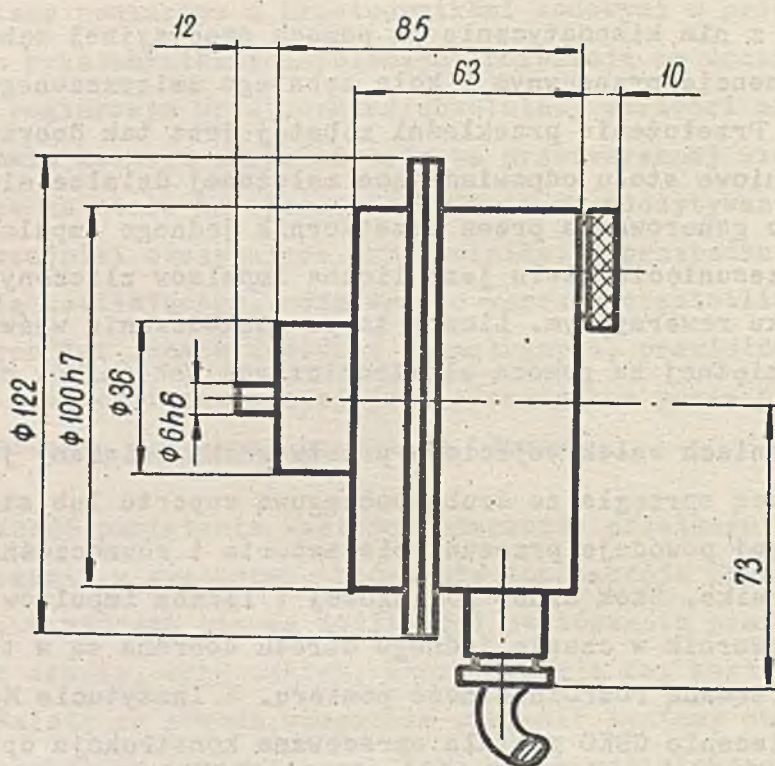
nika, związany jest z nim kinematycznie za pomocą precyzyjnej zębatki umieszczonej na elemencie przesuwym i koła zębatego umieszczonego na wałku przetwornika. Przełożenie przekładni zębatej jest tak dobrane, aby przesunięcie liniowe stołu odpowiadające założonej działce elementarnej prowadziło do generowania przez przetwornik jednego impulsu elektrycznego. Miarą przesunięcia stołu jest liczba impulsów zliczonych w elektronowym liczniku rewersyjnym. Liczba ta po zdekodowaniu wyświetlana jest w postaci dziesiętnej za pomocą elektronicznych wskaźników cyfrowych.

W innych rozwiązaniach wałek wejściowy przetwornika związany jest bezpośrednio za pomocą sprzęgła ze śrubą pociągową suportu lub stołu. Obrót śruby pociągowej powoduje przesunięcie suportu i równocześnie obrót wałka przetwornika. Skok śruby pociągowej i liczba impulsów wygenerowana przez przetwornik w czasie jednego obrotu dobrane są w taki sposób, aby uzyskać żadaną rozróżnialność pomiaru. W Instytucie Maszyn Matematycznych na zlecenie CBKO została opracowana konstrukcja optycznego przetwornika a-c obrotowego, rewersyjnego. Podstawowe gabaryty tego przetwornika zostały podane na rys. 5. Przetwornik może być wykonany w 10-ciu odmianach w zakresie od 400 do 5000 impulsów na 1 obrót wałka wejściowego. Przetworniki posiadają wbudowane w korpus elektroniczne układy odczytu.

W przetworniku zastosowano 2-elementowy czujnik fotoelektryczny umożliwiający rozróżnienie kierunku obrotu oraz 2-ścieżkową tarczę impulsową. Przetwornik ten posiada dwie wersje:

- germanową, w której zastosowano 4 miniaturowe fotodiody germanowe pracujące w układzie różnicowym po dwie na każdą ścieżkę tarczy impulsowej oraz elektroniczne układy odczytu zbudowane w oparciu o podzespoły germanowe /wstępne wzmacniacze/,
- krzemową, w której zastosowano 2 miniaturowe fotodiody krzemowe, po jednej na każdą ścieżkę tarczy impulsowej oraz elektroniczne układy odczytu zbudowane w oparciu o podzespoły krzemowe.

Na wyjściu tego przetwornika uzyskuje się standardowe impulsy elektryczne o polaryzacji odpowiadającej stanowi 0 i 1. W przetworniku tym przewiduje się zastosowanie elektronicznych układów odczytu zbudowanych w oparciu o układy scalone hybrydowe.



Rys. 5. Optyczny przetwornik XPPB-50

Obudowa przetwornika jest pyło- i kropłoszczelna, przystosowana do warunków w jakich pracują obrabiarki. Wersja krzemowa przetworników może być wykorzystywana do pracy w trudnych warunkach klimatycznych. Umożliwia to zastosowanie tego przetwornika w hutnictwie, górnictwie, energetyce i do celów specjalnych.

W wyniku badań i pomiarów przeprowadzonych na modelu i kilku przetwornikach serii prototypowej ustalono następujące wartości parametrów przetwornika:

- . max błąd: $\pm 2,5'$,
- . dopuszczalny zakres temperatury pracy:
 - . dla wersji germanowej przetwornika -5°C do $+35^{\circ}\text{C}$,
 - . dla wersji krzemowej przetwornika -40°C do $+75^{\circ}\text{C}$,
- . odporność na wibracje: w zakresie 0 - 80 Hz maksymalna dopuszczalna amplituda wibracji może przekraczać 1 mm,
- . odporność na udary: 0 - 10 ud/min przy maksymalnym przyspieszeniu 1 - 2 g.

W Wojskowej Akademii Technicznej opracowano i zbudowano model urządzenia służącego do przetwarzania informacji z postaci graficznej /zdejmowanie współrzędnych z wykresów, rysunków technicznych itp./ na postać cyfrową. Urządzenie zaopatrzone jest w stół operacyjny o powierzchni roboczej 420x420 lub 1194x840 mm z współrzędnościomierzem, w którym do pomiaru przesunięć w kierunkach X i Y użyto miniaturowych obrotowych przetworników optycznych impulsowych rewersyjnych. Przesunięcie liniowe głowicy koordynatomierza w kierunku Y oraz ramienia koordynatomierza w kierunku X zamieniane jest na ruch obrotowy wałków wejściowych przetworników za pomocą mechanizmu rolkowego. Przełożenie tego mechanizmu jest dobrane tak, aby przesunięciu liniowemu głowicy o założony krok elementarny odpowiadał obrót wałka wejściowego o wartość kątową równą działce elementarnej przetwornika.

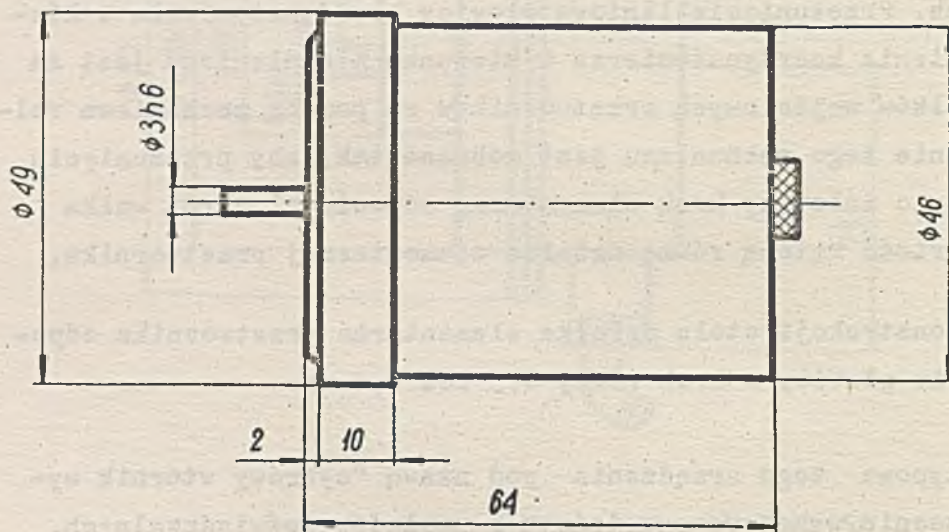
W omawianej konstrukcji stołu działka elementarna przetwornika odpowiada przesunięciu głowicy o krok równy 0,5 lub 0,1 mm.

Seria prototypowa tego urządzenia pod nazwą "cyfrowy wtórnik wykresów" jest obecnie wykonywana w jednym z zakładów doświadczalnych. Tam również wykonano pierwszą serię kilkunastu sztuk przetworników.

Na rysunku 6 pokazano podstawowe wymiary przetwornika zastosowanego w "cyfrowym wtórniku wykresów". Przetwornik posiada bardzo prostą i łatwą do wykonania i montażu konstrukcję. Wałek wejściowy ułożyskowany jest na dwóch łożyskach kulkowych. Na wałku osadzona jest tarcza szklana z podziałką impulsową wykonaną na warstwie chromu. W korpusie osadzone są 2 miniaturowe fotodiody oraz płytki ze szczelinami. Odpowiednie usytuowanie szczelin względem siebie umożliwia rozróżnienie kierunku obrotów. Źródłem światła jest miniaturowa żarówka. Całość zamknięta jest w korpusie pyłoszczelnym. W obecnym wykonaniu elektroniczne układy odczytu nie są wbudowane w korpus.

Przetwornik może być wykonywany w kilku odmianach różniących się liczbą impulsów przypadających na 1 obrót wałka wejściowego. Jak wynika z przeprowadzonych badań modelu i kilku sztuk serii prototypowej błędy przyrządowe nie przekraczają $\pm 5'$. Pozwala to na osiągnięcie zakresu cyfrowego do 2000 impulsów na 1 obrót wałka. Próby mechaniczne

wykazały odporność na wibracje w zakresie 0 - 80 Hz przy amplitudzie do 1 mm i udary w 1 - 3 ud/min przy przyspieszeniu 6 g. Podobnie próby klimatyczne wykazały odporność na zmiany temperatury w zakresie -5°C do $+35^{\circ}\text{C}$. Przetwornik może być wyposażony w fotodiody krzemowe, co znacznie rozszerza zakres temperatury pracy.

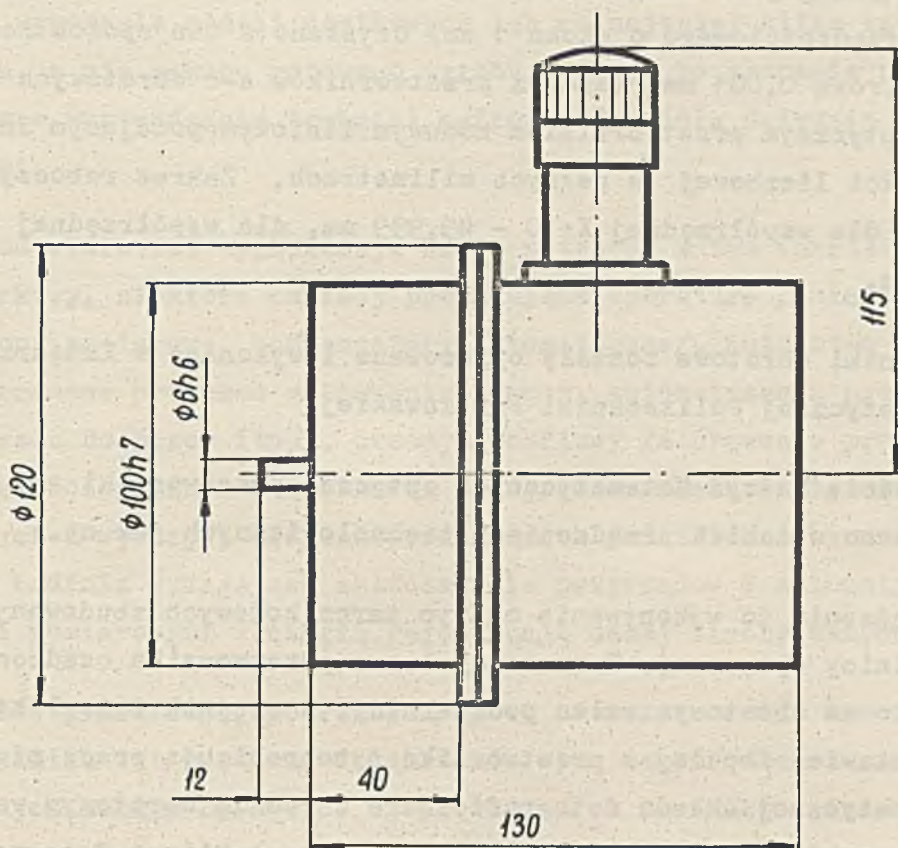


Rys. 6. Optyczny przetwornik liczący

Do współrzędnościowych stołów cyfrowych przeznaczony jest również opracowany w WAT optyczny przetwornik obrotowy kodowy. Posiada on zakres cyfrowy 2^{12} na 16 obrotów wałka wejściowego. Zaopatrzony jest w dwie tarcze kodowe o zakresie cyfrowym 2^8 i 2^4 połączone przekładnią o przełożeniu 1/16. Tarcze posiadają kod dwójkowy. Z uwagi na zastosowany kod dwójkowy do odczytu podziałki kodowej z obu tarcz użyto po dwie miniaturowe fotodiody germanowe w układzie równoległym. Zespoły szczelin dla każdej tarczy wykonane są na osobnej płycie szklanej. Oświetlacz zaopatrzony jest w jedno źródło światła w postaci lampy żarowej o mocy 30 W i napięciu nominalnym 6V. Zwiększenie trwałości lampy uzyskano przez zmniejszenie napięcia zasilającego do wartości 4,5 V.

Elektroniczne układy odczytu stanowią osobny zespół konstrukcyjny. Przetwornik może być zaopatrzony w miniaturowe fotodiody krzemowe. Wałek wejściowy przetwornika może być połączony ze śrubą pomiarową stołu współrzędnościowego bezpośrednio za pomocą sprzęgła względnie za

pośrednictwem przekładni, zależnie od żądanego zakresu przesuwu stołu. Na rys. 7 pokazane są główne wymiary przetwornika.



Rys. 7. Optyczny przetwornik kodowy dwutarczowy 12

Cały szereg optycznych przetworników a-c liniowych i kątowych znalazło już zastosowanie w Polsce w mikroskopach pomiarowych z odczytem cyfrowym oraz w szeregu specjalnych urządzeń technologicznych.

W Katedrze Fizyki Cząstek Elementarnych Uniwersytetu Warszawskiego zbudowano specjalny mikroskop pomiarowy przeznaczony do półautomatycznego dokonywania pomiarów w pęcherzykowej komorze wodorowej.

Ustawienie obu współrzędnych stołu z umieszczoną na nim kliszą odbywa się w sposób ręczny. Ręcznie wprowadzane są również dodatkowe informacje takie jak numer próbki, numer punktu itp. Wyniki pomiaru współrzędnych oraz pozostałe ręcznie wprowadzone informacje są automatycznie dziurkowane na papierowej taśmie. Wyniki pomiaru obu współrzędnych wyświetlone są ponadto na elektronicznych wskaźnikach cyfrowych.

W omawianym urządzeniu każda współrzędna posiada obrotowy przetwornik kodowy a-c optyczny o zakresie cyfrowym 0 - 999 na jeden obrót wałka wejściowego z kodem dwójkowo-dziesiętnym refleksowym Watts'a. Przetwornik połączony jest bezpośrednio sprzęgłem ze śrubą mikrometryczną stołu współrzędnościowego o skoku 1 mm. Uzyskano w ten sposób rozróżnialność cyfrową 0,001 mm. Każdy z przetworników a-c obrotowych współpracuje z optycznym przetwornikiem kodowym liniowym podającym informację o wartości liczbowej w pełnych milimetrach. Zakres roboczy stołu pomiarowego dla współrzędnej X: 0 - 49,999 mm, dla współrzędnej Y: 0 - 4,999 mm.

Przetworniki obrotowe zostały opracowane i wykonane w Katedrze Metrologii Energetycznej Politechniki Warszawskiej.

W Instytucie Maszyn Matematycznych optyczne przetworniki a-c impulsowe zastosowano w takich urządzeniach technologicznych jak np.:

. W urządzeniu do wykonywania matryc tarcz kodowych zbudowanym na bazie podziałnicy optycznej. Tarcza impulsowa przetwornika osadzona jest tu bezpośrednio na obrotowym wałku podziałnicy, a czujnik fotoelektryczny - na jej podstawie. Impulsy z przetwornika synchronizują pracę migawki elektromagnetycznej układu fotograficznego z ruchem obrotowym wałka podziałnicy, na którym została umieszczona kasetka z kliszą fotograficzną.

W urządzeniu do wykonywania fotomasek i innych precyzyjnych rysunków na materiałach światłoczułych. Tarcza przetwornika impulsowego osadzona jest bezpośrednio na śrubie mikrometrycznej, a czujnik fotoelektryczny - w obudowie śruby. W urządzeniu tym impulsy z przetwornika synchronizują pracę migawki elektromagnetycznej lub lampy błyskowej układu fotoprojektoryjnego z ruchem prostoliniowym stołu, na którym została umieszczona kasetka z kliszą fotograficzną.

. W budowanym obecnie w IMM zautomatyzowanym sterowanym programowo urządzeniu do wykonywania matryc fotograficznych dla produkcji obwodów drukowanych do automatycznego pomiaru położenia karetki stołu współrzędnościowego zastosowano opisane wyżej optyczne przetworniki a-c impulsowe.

5. Podsumowanie

W Polsce przetworniki a-c optyczne nie są dotychczas produkowane seryjnie. Potrzeby w tym zakresie zaspokojone są doraźnie drogą opracowywania i wykonania modeli użytkowych lub co najwyżej kilku sztuk prototypowych, a nie zakupu gotowego wyrobu. Hamuje to znacznie postęp prac w zakresie wprowadzania techniki cyfrowej do wielu dziedzin gospodarki narodowej.

Już od wielu lat sygnalizuje swoje potrzeby w tym zakresie przemysł obrabiarkowy, niektóre zakłady produkujące aparaturę pomiarową /wagi, mikroskopy pomiarowe, kompensatory automatyczne/, hutnictwo /sterowanie programowe procesem walcowania blachy, automatyzacja procesu ładowania wsadu do pieca itp./, przemysł naftowy /sterowanie programowe procesem technologicznym w rafinerii nafty/ oraz wiele instytutów naukowo-badawczych i wyższych uczelni prowadzących uciążliwe i bardzo pracochłonne badania wymagające zastosowania przyrządów z automatycznymi układami pomiarowymi i ciągłą rejestracją dużej liczby danych.

Jak się przewiduje, potrzeby krajowe na przetworniki a-c w ciągu następnych kilku lat wzrosną wielokrotnie wraz ze wzrostem zastosowań elektronicznych maszyn cyfrowych i wprowadzeniem techniki cyfrowej do systemów zbierania, rejestracji i przetwarzania danych pomiarowych, systemów sterowania programowego procesami technologicznymi, systemów sterowania obiektami przemysłowymi i energetycznymi, w nawigacji statków itp.

Należy stwierdzić, że istnieją już obecnie możliwości techniczne rozwoju produkcji przetworników a-c optycznych. Opanowano zasady ich projektowania, opracowano szereg dobrych konstrukcji, zbudowano modele i prototypy, sprawdzono ich własności eksploatacyjne w wielu zbudowanych systemach pomiarowych. Całkowicie opanowano technologię wykonywania podstawowego elementu przetworników, precyzyjnych podziałek kodowych i impulsowych. Zachodzi natomiast potrzeba opracowania i uruchomienia produkcji miniaturowych fotodiod krzemowych, miniaturowych żarówek o dużej wydajności świetlnej i dużej trwałości. Wymienione elementy są również niezbędnie potrzebne do produkowanych w kraju urządzeń wprowadzenia i wyprowadzenia informacji dla EMC.

Literatura

- [1] RELUGA J.: O metodach wykonywania tarcz kodowych wysokiej dokładności do optycznych przetworników analogowo-cyfrowych. PAK, 1964, nr 7, s. 288-293.
- [2] RELUGA J., GROSZYŃSKI J.: Mikroskopy pomiarowe z odczytem cyfrowym. PAK, 1967, nr 6, s. 260-263.
- [3] RELUGA J., GROSZYŃSKI J.: Programowane wykonywanie precyzyjnych podziałek i rysunków metodą projekcji fotograficznej. Materiały IMEKO-IV, Warszawa 1967 /PO-144/.
- [4] GROSZYŃSKI J.: Urządzenia do programowanego wykonywania rysunków fotograficznych. Materiały IV Krajowej Konferencji Metrologii, Łódź 1969 /R-25/.
- [5] RELUGA J.: Optyczne przetworniki analogowo-cyfrowe w automatycznych układach pomiarowych. Materiały IV Krajowej Konferencji Metrologii, Łódź 1969 /R-26/.

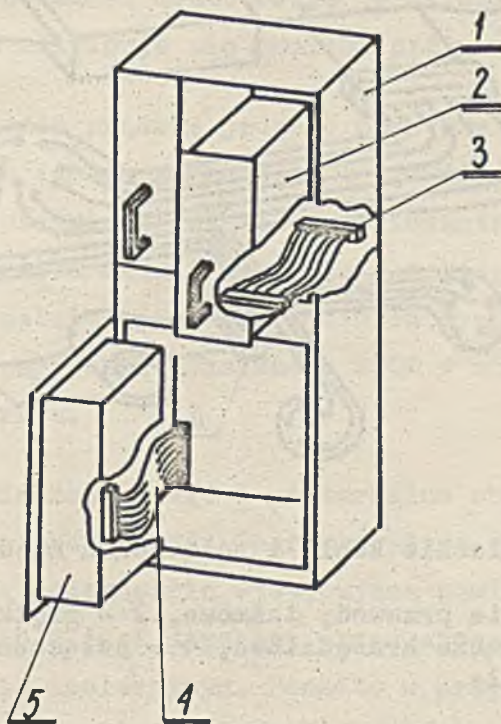
Mgr inż. Jerzy EKNER
Instytut Maszyn Matematycznych

621.315.21.049.75-418.
004.14:681.322

GIĘTKIE PŁASKIE KABLE

1. Wstęp

Giętkie płaskie kable są stosowane w urządzeniach elektronicznych umieszczonych w rakietach i pociskach sterowanych, na pokładach samolotów, w urządzeniach systemów cyfrowych /szczególnie w jednostkach pamięci/. Rozwiązania konstrukcyjne połączeń elektrycznych wykonanych w urządzeniach systemów cyfrowych przedstawiono na rys. 1.

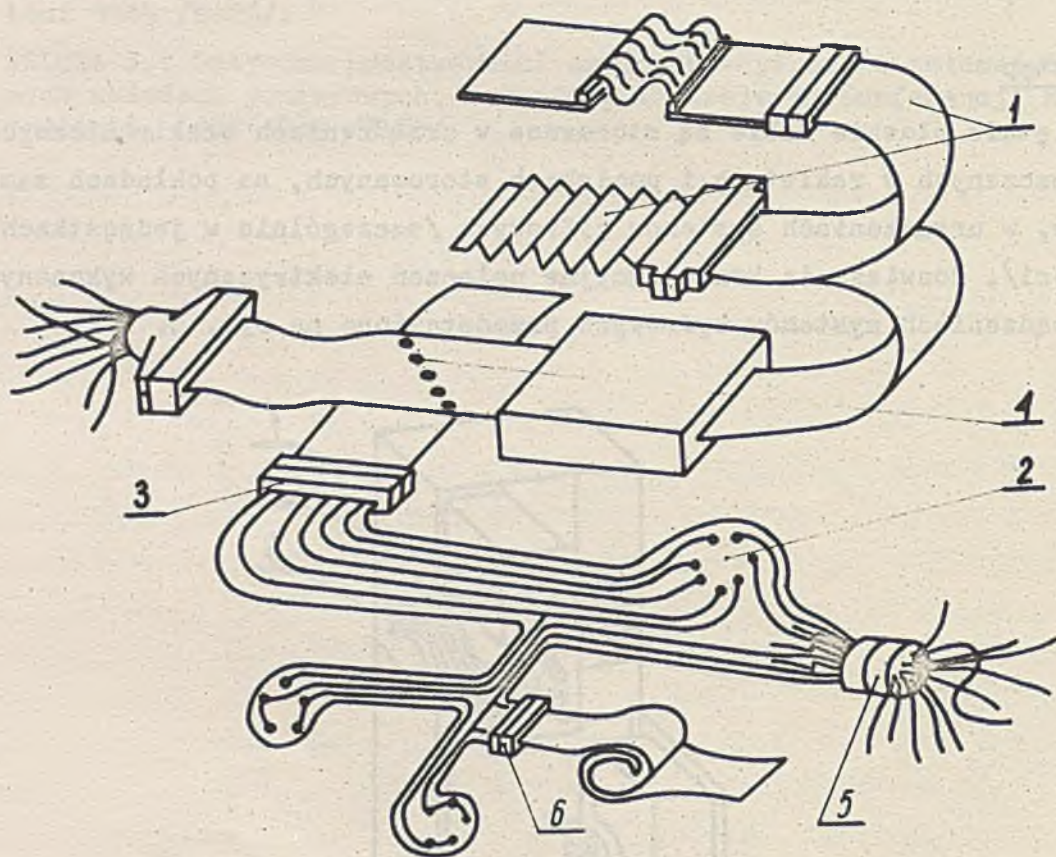


Rys. 1. Zastosowania giętkich płaskich kabli do wykonywania połączeń elektrycznych

1 - szafa, 2 - blok wysuwany, 3, 4 - giętki płaski kabel związający się pod wpływem wewnętrznych sił sprężystości, 5 - skrzydło szafy

Na rys. 2 pokazano możliwe postacie kabli giętkich, płaskich, wieloprzewodowych. Uwzględniając metody produkcji płaskich kabli można je sklasyfikować w następujący sposób:

- giętkie obwody drukowane /podobnie jak prostokątne płytki z obwodami drukowanymi/ o kształcie zaprojektowanym dla określonego urządzenia,
- giętkie przewody taśmowe produkowane podobnie jak przewody drutowe przez wyspecjalizowane firmy.



Rys. 2. Giętkie płaskie kable i połączenia między nimi

1 - giętkie przewody taśmowe, 2 - giętkie obwody drukowane,
3, 6 - złącze krawędziowe, 4 - połączenie zgrzewane, 5 - złącze okrągłe

Kable giętkie, tzn. giętkie obwody drukowane a także przewody taśmowe mogą być jednowarstwowe lub wielowarstwowe.

Pierwsze urządzenia, w których wiązki przewodów o przekroju okrągłym zastąpiono płaskimi kablami giętkimi, wykonano przed około 10 laty.

2. Charakterystyka ogólna giętkich płaskich kabli

Omawiane kable charakteryzują się następującymi zaletami:

- Giętki kabel płaski o liczbie przewodów równej liczbie drutów w wiązce, jest lżejszy od wiązki. W szczególnych przypadkach różnica wagi dochodzi do 60%.
- Grubość cienkiego kabla wynosi od 0,18 mm do około 0,43 mm. Praktycznie biorąc kable są dwuwymiarowe i mogą być przesuwane przez wąskie szczeliny oraz układane wzdłuż gładkich powierzchni. Dzięki temu gęstość upakowania kabli jest duża w stosunku do grubej wiązki drutów. Przy stosowaniu kabli wielowarstwowych można uzyskać szczególnie dużą gęstość upakowania.
- Koszty wykonywania połączeń elektrycznych maleją. Jest to spowodowane łatwiejszą i prostszą kontrolą wykonania połączeń /materiał izolacyjny jest najczęściej przezroczysty/. Sieć połączeń jest przejrzysta zwłaszcza przy stosowaniu giętkich obwodów drukowanych, których kształty i układ są dostosowane do określonego urządzenia. W ten sposób prawie eliminuje się pomyłki przy montażu.
- Dopuszczalne obciążenie prądowe jednego przewodu kabla giętkiego jest większe niż dla izolowanego drutu o tym samym przekroju. Spowodowane to jest lepszymi warunkami odprowadzania ciepła, które można dodatkowo poprawić dzięki ułożeniu płaskiego giętkiego kabla na powierzchni metalowej. W szczególnych przypadkach obciążenie może być w taki sposób zwiększone o 200% w stosunku do obciążenia izolowanego drutu.
- Giętkie kable płaskie mają stałe i powtarzalne charakterystyki elektryczne i dużą niezawodność. Charakteryzują się one małą indukcyjnością i stałą pojemnością występującą pomiędzy przewodami. Duża niezawodność kabla jest uzyskana przez szczelne zamknięcie przewodów w materiale izolacyjnym. Ponadto w przypadku giętkich kabli drukowanych każdy układ połączeń elektrycznych urządzenia stanowi z punktu widzenia mechanicznego - elastyczną i monolityczną strukturę płaską odporną na wibrację i udary. Z uwagi na przejrzystość układu połączeń kontrola techniczna jest łatwiejsza i dokładniejsza niż w przypadku wiązki.

- Montaż giętkich płaskich kabli jest łatwy i wygodny. Kable mogą być zginane dookoła zaokrąglonych krawędzi szkieletu urządzenia /kabel można owinać na kołku o średnicy nawet 0,4 mm/, skręcane i następnie układane na płaskich powierzchniach. Kable mogą być zginane wielokrotnie, np. kable w kształcie taśm wytrzymują $5 \cdot 10^5 \div 7 \cdot 10^5$ cykli zginania. Obwody drukowane wytrzymują $10^6 \div 10^7$ cykli zginania w temperaturze otoczenia nie wyższej niż 90°C .

3. Zastosowanie i kryteria wyboru kabli

Kabli w kształcie taśm używa się przy realizacji połączenia elektrycznego dwóch oddalonych podzespołów urządzenia, np. połączenia elektrycznego szuflady z szafą. W rozwiązaniach urządzeń konstrukcyjnych wymagających skracania zwisającego kabla, np. przez zwijanie lub ściąganie w harmonijkę, stosuje się giętkie przewody taśmowe posiadające cechę sprężystości postaci. Odpowiednie rozwiązanie zakończeń taśm może pozwalać na szybkie i łatwe łączenie kabla z urządzeniem, np. za pomocą złącz krawędziowych.

Giętkie obwody drukowane stosowane są do realizacji takich połączeń elektrycznych jak np. połączenia między blokami w obrębie jednej szafy. Ponieważ przy produkcji giętkich obwodów drukowanych można kontrolować ich parametry elektryczne, rozrzut wartości tych parametrów może być mały. Powyższa cecha giętkich obwodów drukowanych umożliwia w dużym stopniu eliminację indukowania się szkodliwych sygnałów zakłócających poprawną pracę urządzenia.

Wielowarstwowe giętkie obwody drukowane lub giętkie przewody taśmowe stosowane są w urządzeniach, w których bez względu na koszty jest niezbędna duża miniaturyzacja wymiarów zewnętrznych i duża gęstość upakowania.

Podczas konstruowania urządzenia przy wyborze odpowiedniego kabla należy ustalić następujące cechy konstrukcyjne kabla:

- Rodzaj kabla tzn. przewód taśmowy czy giętki obwód drukowany jedno lub wielowarstwowy. Przy przewodzie taśmowym należy ustalić liczbę potrzebnych przewodów, uwzględniając przewody służące w

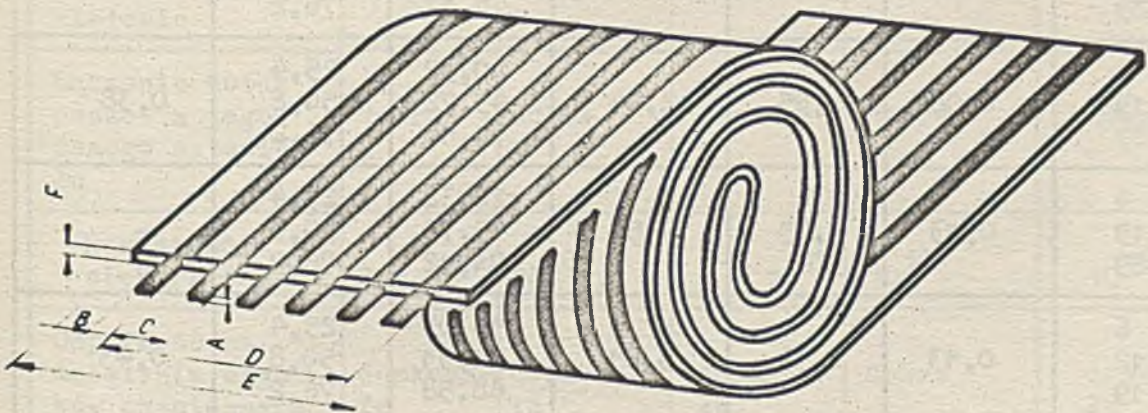
niektórych przypadkach jako ekrany. Dla giętkich obwodów drukowanych - niezbędny jest projekt układu przewodów.

- Rodzaj izolacji /np. odpornej na płomień/ w zależności od przewidywanej temperatury otoczenia, wilgotności środowiska, aktywności chemicznej środowiska, żądanej rezystancji izolacji i jej stałej dielektrycznej.
- Elektryczne wymagania tego rodzaju jak: dopuszczalne obciążenie prądowe, dopuszczalna rezystancja przewodów, wielkości przeników między przewodami kabla, sposób ekranowania.
- Rodzaj zakończeń i wyprowadzeń w zależności od technologii połączeń.
- Wytrzymałość na obciążenia mechaniczne: siły rozciągające, wibracje, udary.

4. Konstrukcja giętkich płaskich kabli

4.1. Giętkie przewody taśmowe

Na rys. 3 pokazano kabel w kształcie taśmy, charakteryzujący się sprężystością postaci. Dzięki tej właściwości, kabel nie obciążony



Rys. 3. Giętki płaski kabel w kształcie taśmy zwijającej się w rolkę pod wpływem wewnętrznych sił sprężystości

siłami rozciągającymi zwiija się w rolkę. Przewody powyższych kabli wykonywane są zazwyczaj z walcowanej i wyżarzanej miedzi. Mogą być również wykonane ze stopów miedzi np. z brązu fosforowego. Wymiary najczęściej spotykanych kabli w kształcie taśm i ich przewodów podane są w tab. 1.

Tabela 1

Wymiary giętkich płaskich kabli w kształcie taśm produkowanych przez [2]

Liczba przewodów w kablu	Wymiary pola przekroju przewodu [mm]		Odległość między sąsiednimi przewodami [mm]		Szerokość kabla [mm]	Grubość kabla [mm]
	A ¹	B	C	D		
17 37 57	0,05	0,63	1,27	20,32 45,72 71,12	25,4 50,8 76,2	0,18
12 25 38	0,08	0,63	1,90	20,95 45,72 70,48	25,4 50,8 76,2	-
12 25 38	0,08	1,05	1,90	20,95 45,72 70,48	25,4 50,8 76,2	-
9 19 29	0,08	1,05	2,54	20,32 45,72 71,12	25,4 50,8 76,2	0,38
9 19 29	0,08	1,55	2,54	20,32 45,72 71,12	25,4 50,8 76,2	0,38
9 19 29	0,13	1,55	2,54	20,32 45,72 71,12	25,4 50,8 76,2	-
6 12 19	0,13	2,54	3,81	19,05 51,91 68,58	25,4 50,8 76,2	0,43

¹ Oznaczenia wymiarów wg rys. 3

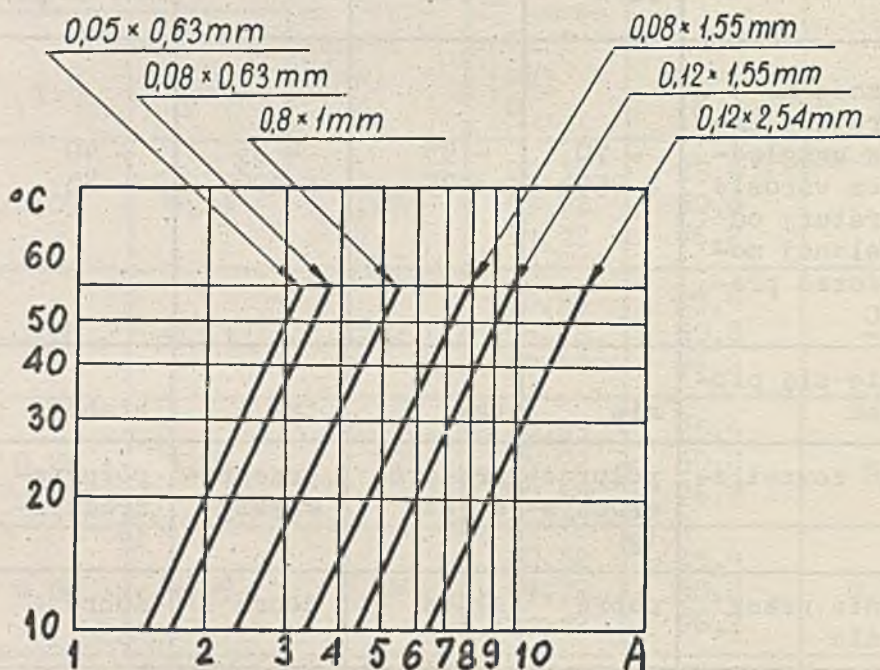
Podłoże, na którym umieszczone są przewody, wykonane jest z elastycznego materiału izolacyjnego odpornego na działanie wilgoci, czynników chemicznych, temperatury w określonych granicach. Stosowane do produkcji kabli materiały izolacyjne i ich charakterystyczne parametry podane są w tab. 2.

Tabela 2

Niektóre materiały izolacyjne używane do produkcji giętkich płaskich kabli wg [2] i ich charakterystyczne parametry

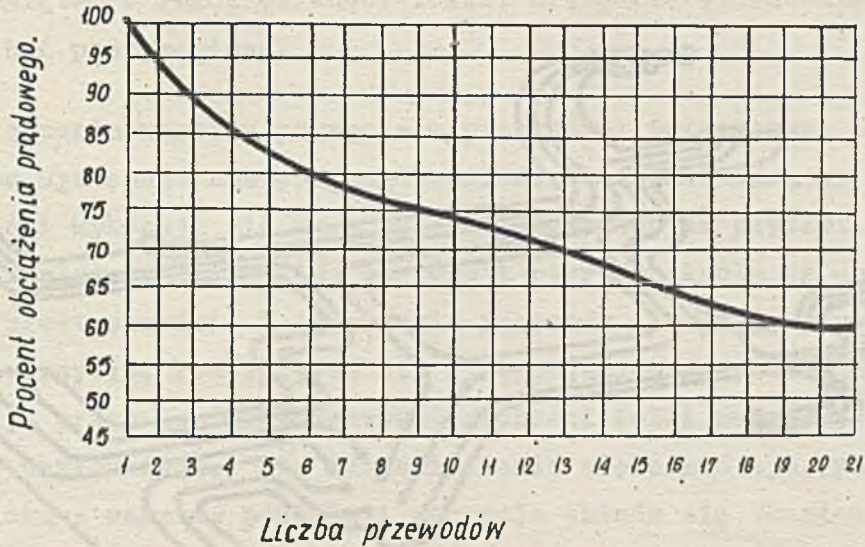
	TFE Te- flon	Polipro- pylen	Poliester	Polichlo- rek winylu	Poliety- len
Dopuszczalne temperatury kabla /z uwzględnieniem wzrostu temperatury od wydzielanej mocy podczas pracy/ °C	- 70 + 250	- 55 + 125	- 55 + 100	- 40 + 85	- 20 + 60
Palenie się płomieniem	nie	tak	tak	słabo	tak
Wygląd zewnętrzny	półprzezroczysty	przezroczysty	przezroczysty	półprzezroczysty	przezroczysty
Łączenie przez klejenie	dobrze	słabe	dobrze	dobrze	słabe
Łączenie dwóch pasków z tego samego materiału	dobrze	dobrze	słabe	dobrze	dobrze
Rezystancja elektryczna Ω	2×10^{16}	10^{16}	4×10^{15}	10^{10}	10^{16}
Odporność na działanie czynników chemicznych	doskonała	doskonała	doskonała	dobra	doskonała
Nasiąkliwość wodą %	0	mniej niż 0,01	0,5	0,1	0
Odporność na działanie promieni słonecznych	doskonała	mała	wystarczająca	wystarczająca	mała

Wybór odpowiednich wymiarów kabla zależy od założonego obciążenia prądowego przewodów i ich liczby oraz rezystancji przewodów. Dopuszczalne natężenie prądu jest ograniczane przez przyrost temperatury obciążonego przewodu ponad temperaturę otoczenia. Przyjmuje się, że powyższy przyrost może wynosić około 40°C . Dla szczególnych izolacji przyrost ten może być mniejszy lub większy. Zależność pomiędzy prądem a przyrostem temperatury w stosunku do temperatury otoczenia dla różnych wymiarów przewodów z miedzi, pokazana jest na wykresie /rys. 4/.



Rys. 4. Wykresy zależności pomiędzy natężeniem prądu płynącym przez przewody miedziane o różnych przekrojach a wzrostem ich temperatury ponad wartość temperatury otoczenia

W przypadku gdy w kablu jest obciążonych więcej niż jeden przewód, natężenie prądu przepływającego w przewodach musi być zmniejszone. Na rys. 5 pokazany jest wykres pozwalający określić jaką częścią wartości prądu wyznaczonego z rys. 4 można obciążyć jednocześnie kilka przewodów w kablu.

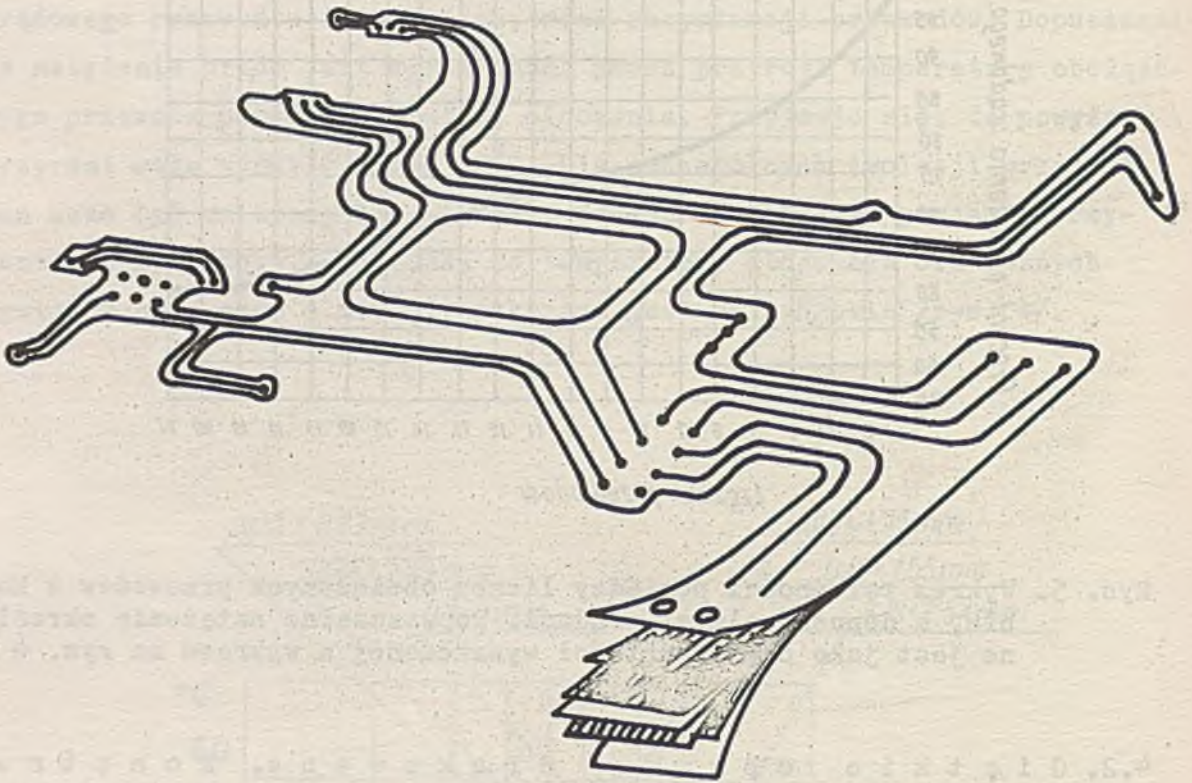


Rys. 5. Wykres zależności pomiędzy liczbą obciążonych przewodów w kablu, a dopuszczalnymi prądami. Dopuszczalne natężenie określone jest jako część wartości wyznaczonej z wykresu na rys. 4

4.2. Giętkie obwody drukowane. Konstrukcja i uwagi o technologii

Giętki obwód drukowany składa się z podłoża wykonanego z materiału izolacyjnego, układu przewodów kształtowanych przez wytrawianie arkusza folii metalowej oraz pokrycia realizowanego przez odpowiedniego kształtu folię z materiału izolacyjnego /rys. 6/. Powyższe zasadnicze elementy łączone są ze sobą podczas procesu laminatowania.

Pierwszą operacją w tym procesie jest połączenie podłoża z folią metalową. Podłoże musi być wykonane z materiału o dużej stabilności wymiarów i odporności na nasiąkanie w wilgotnej atmosferze. Folia metalowa przeznaczona na drukowane przewody jest najczęściej miedziana. Spotyka się również folie z niklu, stopów aluminium, stopów miedzi /brązy/, a nawet stali nierdzewnej. Grubość folii wynosi zazwyczaj ok. 0,07 mm do 0,1 mm /bardzo rzadko 0,035 mm/. Szerokość przewodu drukowanego nie może być mniejsza niż 0,8 mm. Odstęp między krawędziami przewodów również nie może być mniejszy niż 0,8 mm. Podobnie jak w przypadku kabli w kształcie taśm, szerokość przewodu dobierana jest w zależności od obciążenia prądowego.



Rys. 6. Giętki płaski kabel drukowany

Wszystkie naroża powstałe przy zmianie kierunku prowadzenia przewodu o 90° i naroża pół muszą być zaokrąglone. Na zaokrąglenie kształtów należy zwracać większą uwagę niż przy przewodach drukowanych na sztywnych płytkach. W celu poprawienia powierzchni folii metalowej stykających się z podłożem i pokryciem, folia powinna być walcowana i następnie wyżarzana. Wyżarzanie powoduje likwidację naprężeń powstałych w procesie walcowania.

Łączenie folii z podłożem wykonywane jest na specjalnej prasie pomiędzy podgrzewanymi płytami /do temp. $295^\circ\text{C}/$.

Następną operacją jest trawienie kształtów przewodów.

Przed przystąpieniem do operacji łączenia folii pokrycia z przewodami drukowanymi na podłożu wykonuje się w pokryciu otwory umożliwiające dostęp do przewodów celem przeprowadzenia lutowania czy zrealizowania połączenia elektrycznego z kontaktami złącz. Otwory wykonuje się za pomocą wykrojników. Przy projektowaniu wymiarów wykrojników

należy pamiętać o rozciągłości folii. Krawędzie wykrawanych otworów nie mogą być postrzępione.

Przy łączeniu warstwy pokrycia z przewodami połączonymi poprzednio z podłożem występuje następująca trudność. Łączenie warstwy pokrycia z przewodami wykonuje się na prasie z podgrzewanymi płytami. Podczas ogrzewania płyt prasy warstwy podłoża i pokrycia kabla są doprowadzone do stanu plastyczności. W tym czasie przewody jak gdyby pływają w plastycznym tworzywie. Pod wpływem sił występujących na skutek nierównoległości płyt prasy lub niejednakowej grubości folii metalowej, przewody mogą ulec przesunięciu. Dla zabezpieczenia się przed tym, pomiędzy folię metalową a warstwy podłoża i pokrycia układa się tkaninę szklaną /rys. 6/. Dzięki temu przewody połączone są z otulającą je tkaniną szklaną, a nie z tworzywem podłoża i pokrycia.

W ten sposób podczas procesu prasowania przewody połączone z tkaniną szklaną nie zmieniają położenia względem siebie. Należy jednak zaznaczyć, że tkanina szklana pogarsza giętkość kabla. Z tego względu grubość tkaniny powinna być jak najmniejsza. Należy też zwracać uwagę na to, żeby grubość warstw po obu stronach folii metalowej była jednakowa. W ten sposób przewody przy zginaniu kabla będą się znajdowały w strefie najmniejszych naprężeń mechanicznych.

Ostatnią operacją w procesie wytwarzania kabli drukowanych jest obcinanie nierównych krawędzi. Krawędzie te można obcinać za pomocą noża lub nożyczek. Kable o wymiarach mających wąskie tolerancje obcinane są za pomocą wykrojników.

W niektórych przypadkach kable mogą mieć dodatkowo usztywnione krawędzie powierzchni współpracujących z łączonymi elementami urządzeń jak np. części kabla współpracujące ze złączami.

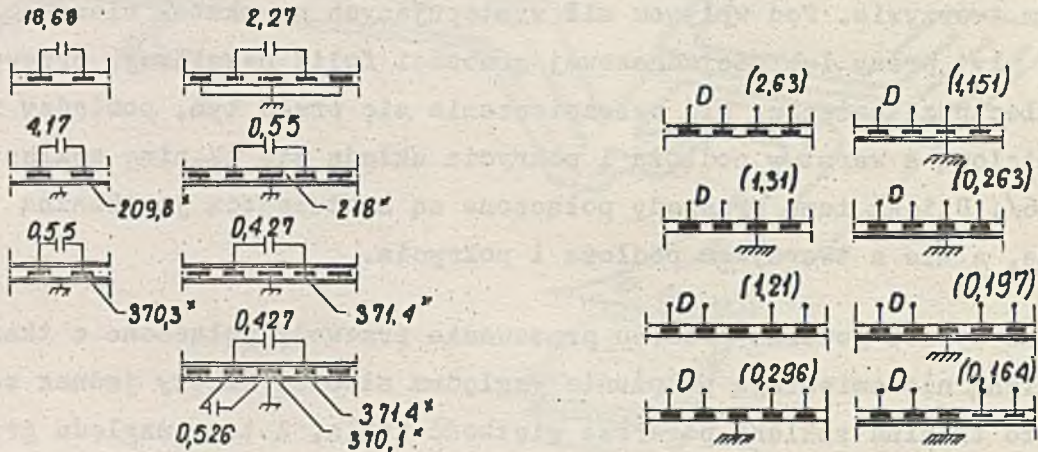
4.3. E k r a n o w a n i e k a b l i

Płaski kształt kabli pozwala na skuteczne ekranowanie. Ekran nakładane są na jedną lub na obie zewnętrzne powierzchnie kabla i następnie uziemiane. W ten sposób można zmniejszyć pojemność występującą pomiędzy dwoma przewodami. Ponadto co drugi przewód w kablu można uziemić i

dzięki temu jeszcze bardziej zmniejszyć sprzężenie pojemnościowe występujące pomiędzy dwoma najbliższymi obciążonymi prądowo przewodami /tab. 3/.

Tabela 3

Pojemności występujące pomiędzy przewodami przykładowego płaskiego kabla i przeniki od sprzężeń pojemnościowych



Zmniejszenie pojemności pomiędzy przewodami płaskiego kabla, przez odpowiednie ekranowanie i uziemienie. Z lewej strony pokazano kabel z przewodami, pomiędzy którymi występuje pojemność: 18,68 pF/m, 4,17 pF/m, 0,55 pF/m. Z prawej strony pokazano kabel z 3 przewodami uziemionymi, dzięki czemu pojemność pomiędzy dwoma przewodami zmniejszono do: 2,27 pF/m, 0,55 pF/m, 0,427 pF/m. Jeszcze większe zmniejszenie pojemności pomiędzy przewodami można uzyskać przez uziemione ekranowanie kabla. Wielkości oznaczone gwiazdką podają wartości pojemności w pF pomiędzy przewodem a uziemionym ekranem

Wyniki pomiarów przeników od sprzężeń pojemnościowych, dla różnych płaskich kabli. W nawiasach podano wartości napięcia w mV/m, spowodowanego prądem 4 A o częstotliwości 400 Hz, płynącym w sąsiednich przewodach

Sprzężenie indukcyjne może być zmniejszone tylko przez oddzielenie dwóch obwodów. Ekranowanie realizowane przez powierzchnie wykonane z materiałów diamagnetycznych - nie ma wpływu na sprzężenie indukcyjne.

W przypadku kabli o kształcie taśmowym ekrany wykonywane są podobnie w formie taśm z folii metalowej połączonych z zewnętrznymi powierzchniami kabla. Przy kablach z przewodami drukowanymi ekrany mogą być wykonywane przez natryskiwanie metalu na zewnętrzną powierzchnię podłoża lub pokrycia.

Folia spełniająca funkcję ekranu usztywnia kabel. Dla zwiększenia elastyczności kabla ekran można wykonać w postaci szeregu równoległych pasków, połączonych końcami ze sobą, ułożonych pod kątem 45° w stosunku do przewodów biegnących wzdłuż taśmy.

5. Technologia łączenia giętkich płaskich kabli

Spotykane w praktyce połączenia kabli pokazano na rys. 2. Ogólnie możemy wśród nich rozróżnić połączenia szybko rozłączalne i połączenia trwałe.

Szybko rozłączalne połączenia giętkich kabli płaskich z urządzeniami, ewentualnie z innymi kablami, realizowane są za pomocą złącz. Obecnie służą do tego celu odpowiednio przystosowane płaskie złącza krawędziowe, płaskie złącza pośrednie z kontaktami szpilkowymi, złącza okrągłe, złącza prostokątne. W przypadku szczególnych wymagań stosuje się złącza o konstrukcji specjalnie przeznaczonych dla giętkich kabli płaskich.

Podstawowym problemem przy konstruowaniu tego typu złącz jest łączenie przewodów kabla z wyprowadzeniami kontaktów złącz. Stosuje się na ogół takie technologie, jak lutowanie, zgrzewanie i zaciskanie¹. Połączenia uzyskane za pomocą powyższych technologii zaliczamy do połączeń trwałych. W zależności od przyjętej technologii wyprowadzenia kontaktów złącz mają różną konstrukcję.

Przy wyborze technologii połączeń przewodów kabla z wyprowadzeniami kontaktów złącz należy uwzględnić wymagania elektryczne /dopuszczal-

¹ Oprócz wymienionych technologii spotykane są próby wykonywania połączeń za pomocą: zgrzewarek ultradźwiękowych, promieni podczerwonych, nitowania.

ne obciążenie prądowe, rezystancja połączenia, rezystancja materiału izolacyjnego i jego wytrzymałość na przebicie, ekranowanie/, mechaniczne /wibracje, wytrzymałość na wyrwanie kabla ze złącza, siły wtykania i wyciągania złącza, trwałość określona liczbą zadziałań, giętkość kabla/, środowiska pracy /dopuszczalna temperatura otoczenia, udary temperaturowe, aktywność chemiczna środowiska, wilgotność, kurz, pleśnie i grzyby/, montażowe /możliwości technologiczne zakładu/.

5.1. Z d e j m o w a n i e i z o l a c j i z k a b l i

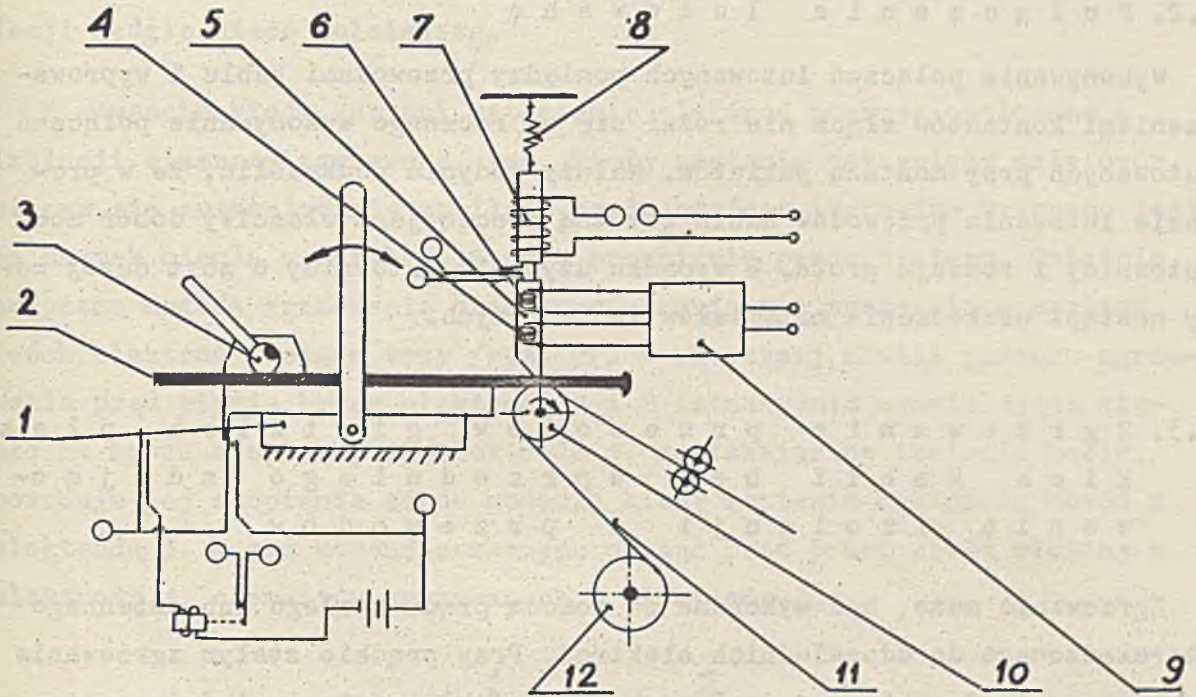
Równolegle z zagadnieniem metody łączenia przewodów kabli z wyprowadzeniami złącz występuje problem zdejmowania izolacji. W giętkich obwodach drukowanych rozwiązany jest on w następujący sposób. Podczas procesu produkcyjnego, w odpowiednich miejscach warstwy pokrycia wykonywane są otwory umożliwiające dostęp do przewodów.

Większy stopień trudności napotykamy przy przewodach taśmowych. Zdejmowanie izolacji z końca przewodu taśmowego wykonuje się za pomocą specjalnego urządzenia /rys. 7a/. Koniec kabla przeciąga się wzdłuż szczeliny utworzonej przez dwa noże ogrzane do określonej temperatury. Wysokość temperatury zależy od rodzaju materiału izolacyjnego, z którego wykonane jest podłoże i pokrycie¹. Należy podkreślić, że temperatura powinna być utrzymywana przez termoregulator z tolerancją do $\pm 10^{\circ}\text{C}$. Zmiękczona na skutek ogrzewania izolacja zostaje łatwo usunięta przez noże. Odkryte przewody są następnie czyszczone przez obracające się walce z miękkiej gumy². Wygląd kabla ze zdjętą izolacją z jednej strony - pokazany jest na rys. 7b.

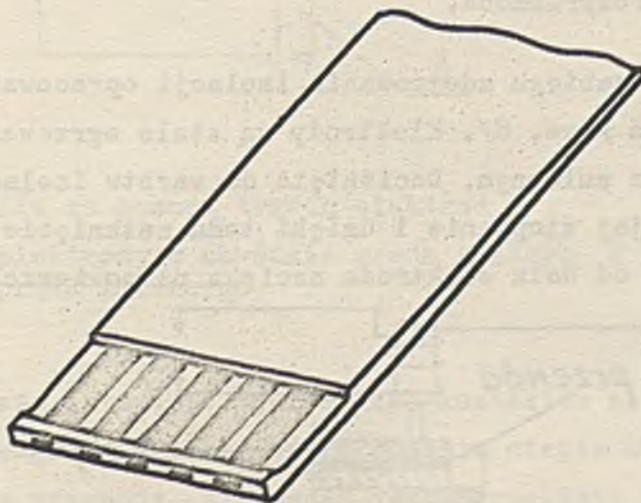
Zdejmowanie izolacji jest konieczne w przypadku połączeń wykonywanych przez lutowanie. Połączenia wykonywane przez zgrzewanie i zaciskanie nie zawsze wymagają zdejmowania izolacji z przewodów.

¹ Przykładowo: dla teflonu temperatura noży wynosi $280^{\circ} \pm 10^{\circ}\text{C}$ a dla poliestrowych tworzyw $205^{\circ} \pm 10^{\circ}\text{C}$

² Stopień trudności przy zdejmowaniu izolacji z przewodów wzrasta w przypadku ekranowania taśmy po obu stronach



Rys. 7a. Urządzenie do zdejmowania izolacji z płaskich giętkich kabli
1 - sanki; 2 - płaski giętki kabel; 3 - krzywka zaciskająca kabel w uchwycie sanek; 4 - czujnik temperatury; 5 - gorące ostrze; 6 - grzejnik; 7 - elektromagnes napędzający ostrze; 8 - sprężyna zwrotna; 9 - termoregulator; 10 - rolka z miękkiej gumy; 11 - taśma papieru czyszczącego; 12 - rolka papieru



Rys. 7b. Giętki płaski kabel z odizolowanym końcem

5.2. Połączenia lutowane

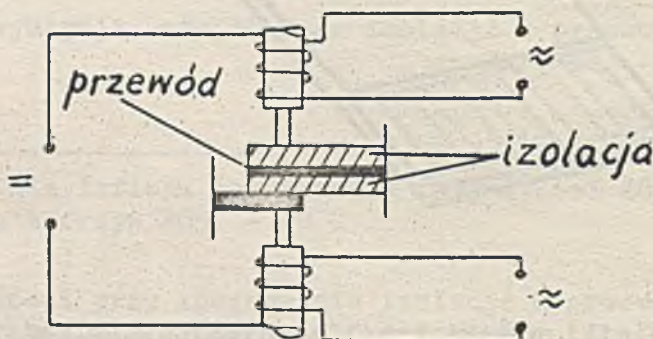
Wykonywanie połączeń lutowanych pomiędzy przewodami kabla i wyprowadzeniami kontaktów złącz nie różni się od ręcznego wykonywania połączeń lutowanych przy montażu pakietów. Należy jedynie podkreślić, że w procesie lutowania przewodów kabla istotną rzeczą jest właściwy dobór mocy lutownicy i rodzaju grota. W wypadku używania lutownicy o zbyt dużej mocy nastąpi uszkodzenie materiałów izolacyjnych.

5.3. Zgrzewanie przewodów giętkich płaskich kabli bez uprzedniego zdejmowania izolacji z przewodów

Zgrzewanie może być wykonane za pomocą prądu stałego lub zmiennego doprowadzonego do odpowiednich elektrod. Przy prądzie stałym zgrzewanie wykonywane jest w ciągu 1 do 5 msek przy niskim napięciu i dużym natężeniu. Zgrzewanie za pomocą prądu zmiennego wymaga dłuższego czasu - rzędu 8 msek do 3 sek, stosunkowo wysokiego napięcia i małego natężenia prądu.

Przy zgrzewaniu miedzi do miedzi korzystniejsze jest stosowanie prądu stałego, ponieważ w ciągu krótkiego czasu trwania impulsu cieplnego, mimo bardzo dobrej przewodności cieplnej materiałów zgrzewanych, energia nie będzie rozproszona.

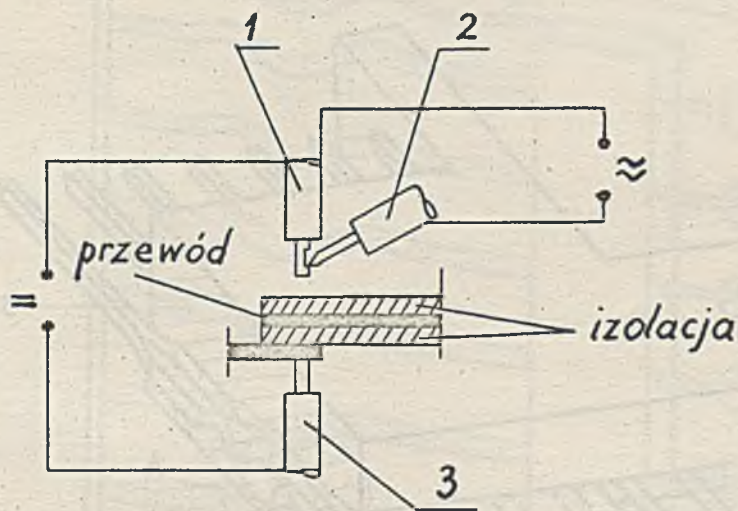
Celem uniknięcia zabiegu zdejmowania izolacji opracowano następujący proces zgrzewania /rys. 8/. Elektrody są stale ogrzewane przez grzejniki zasilane prądem zmiennym. Dociśnięte do warstw izolacyjnych powodują one miejscowe jej stopienie i dzięki temu zetknięcie z materiałem przewodów. Ponieważ od dołu elektroda naciska na powierzchnię kabla po-



Rys. 8. Zgrzewanie za pomocą stale podgrzewanych elektrod

przez inny element /np. wyprowadzenie kontaktu złącza/, stopienie izolacji będzie nieco wolniejsze.

W momencie kiedy nastąpi zetknięcie elektrod poprzez огоłoczone z izolacji elementy zgrzewane, tzn. kiedy zostanie osiągnięty mały opór, włącza się automatycznie zasilacz prądu stałego. Zgrzeina wykonana jest na skutek ciepła wydzielonego przy przepływie prądu stałego. Ostatnio powyższą metodę zgrzewania ulepszono. Urządzenie zgrzewające zamiast dwóch elektrod posiada trzy /rys. 9/. W pierwszej chwili procesu zgrzewania prąd płynie przez elektrody 1 i 2 intensywnie wydzielające ciepło na końcu elektrody 1. Elektroda 1, naciskając na izolację kabla, powoduje jej stopienie aż do momentu kiedy zostanie zamknięty obwód z elektrodą 3. W tym momencie zaczyna płynąć prąd przez obwód złożony z elektrody 1, elementów zgrzewanych i elektrody 3.



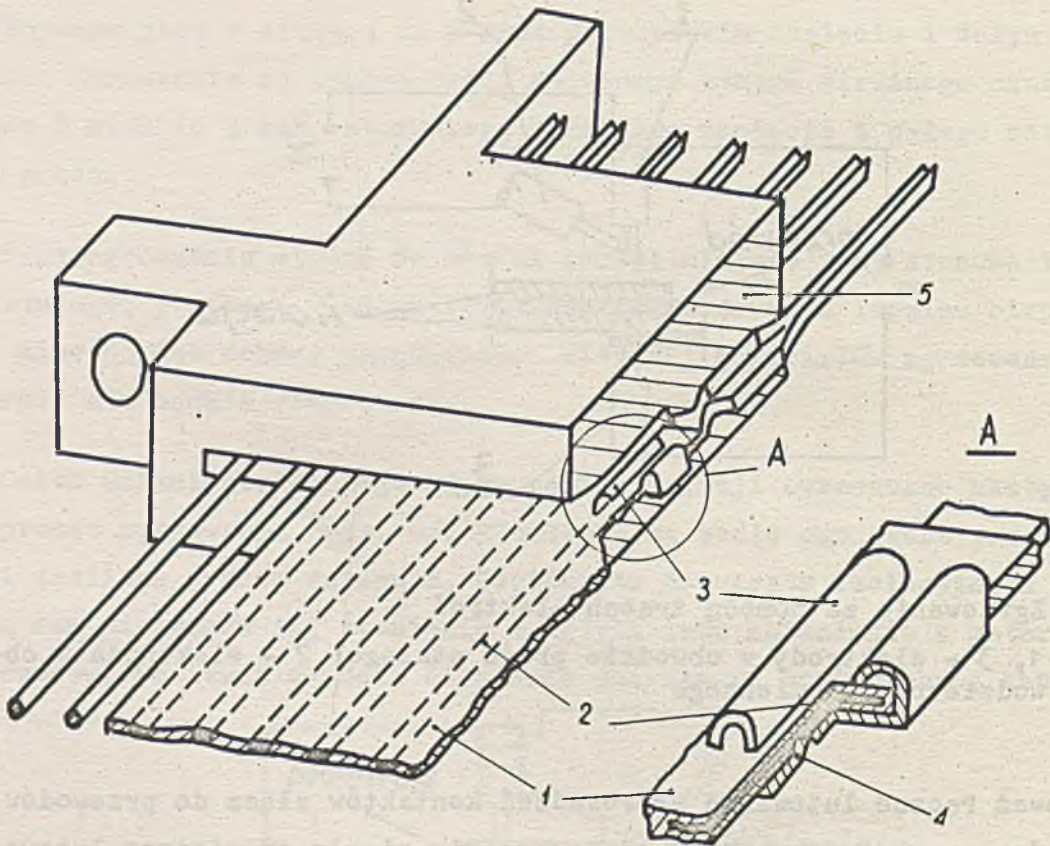
Rys. 9. Zgrzewanie za pomocą trzech elektrod

1, 3 - elektrody w obwodzie prądu stałego; 2 - elektroda w obwodzie prądu zmiennego

Ponieważ ręczne lutowanie wyprowadzeń kontaktów złącz do przewodów jest trudne z uwagi na szybkie odprowadzanie ciepła od miejsca lutowania przez długie przewody, stosowane jest zgrzewanie części pocynowanych. Oczywiście w tym przypadku przewody kabla muszą być огоłoczone z izolacji przed operacją pobielania cyną i zgrzewania.

5.4. Połączenia zaciskane wykonywane pomiędzy przewodami giętkiego płaskiego kabla, a wyprowadzeniami kontaktów złącz

Schemat połączenia pokazany jest na rys. 10. Do wykonania połączenia opracowano specjalne ręczne narzędzia. Opracowano również urządzenia półautomatyczne. Podczas wykonywania operacji połączenia, języczki wyprowadzenia kontaktu przebijają izolację i są zaginane podobnie jak zszywacz biurowy. Podczas zaciskania specjalne ostrza wyprowadzenia kontaktu przebijają izolację od góry i dochodzą do materiału przewodów. Za pomocą automatycznego urządzenia można wykonać około 100 połączeń w ciągu 1 min. Po wykonaniu połączeń zakończenie kabla wraz z przymoco-



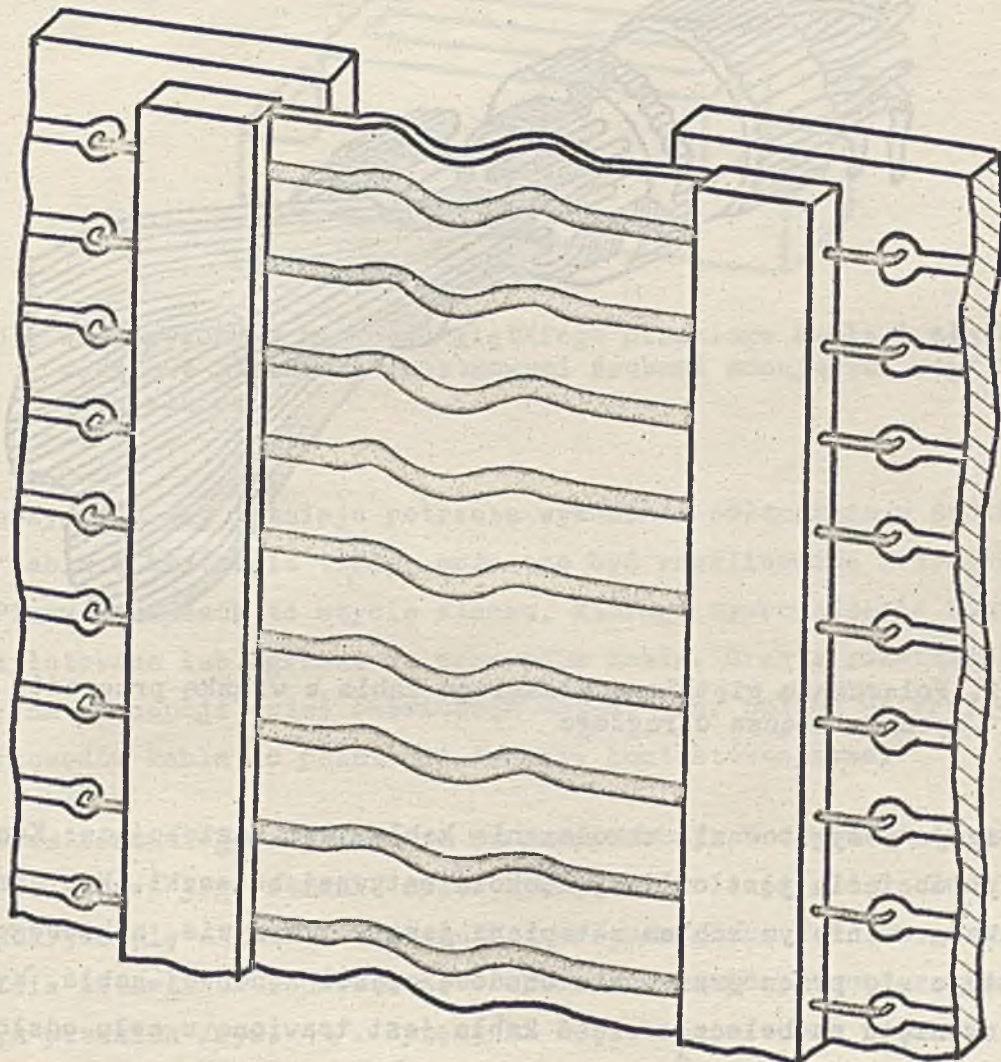
Rys. 10. Połączenie zaciskane pomiędzy wyprowadzeniem kontaktu złącza a przewodem taśmowym

1 - przewód taśmowy; 2 - przewód miedziany; 3 - łapki zaginane; 4 - ostrze przebijające izolację i realizujące zestyk wyprowadzenia kontaktu z przewodem miedzianym; 5 - obudowa złącza

wanymi wyprowadzeniami kontaktów są pokrywane przez natryskiwanie tworzywem zabezpieczającym przed wpływem otoczenia. Ostatnim zabiegiem jest wetknięcie kontaktów w gniazda obudowy złącza.

5.5. Połączenia płaskich giętkich kabli z obwodami drukowanymi na płytkach

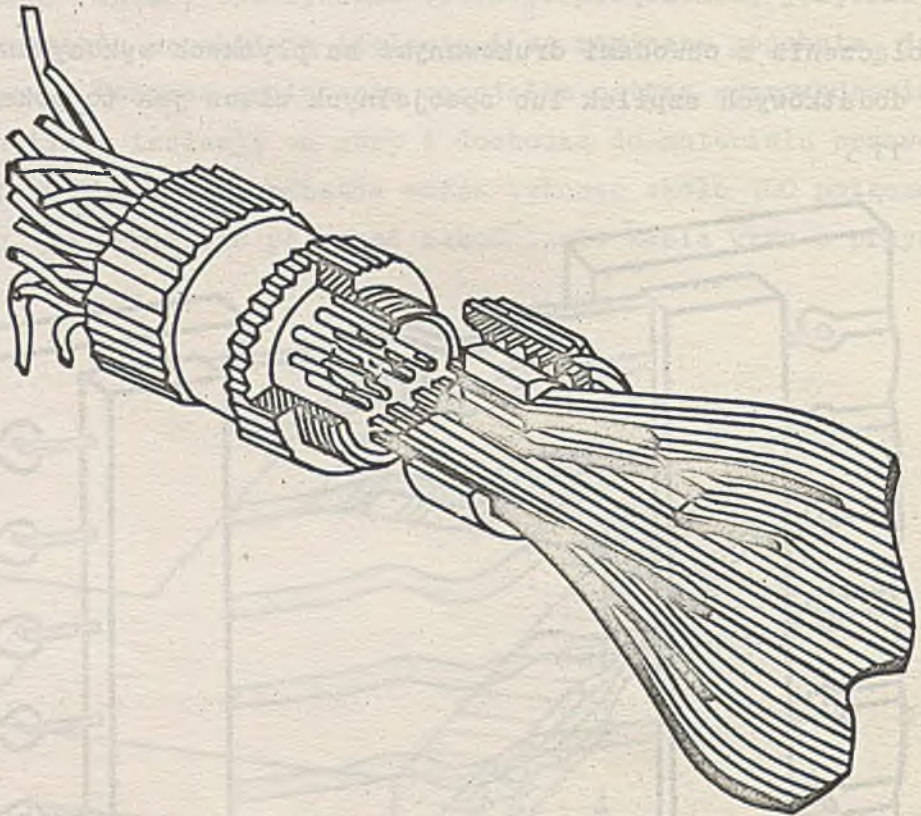
Połączenia z obwodami drukowanymi na płytkach wykonywane są za pomocą dodatkowych szpilek lub specjalnych złącz jak to pokazano na rys. 11.



Rys. 11. Połączenie dwóch płytek z obwodami drukowanymi, za pomocą przewodu taśmowego zakończonego specjalnymi złączami ze szpilekami do wlotowania w metalizowane otwory płytek

6. Złącza dla giętkich płaskich kabli

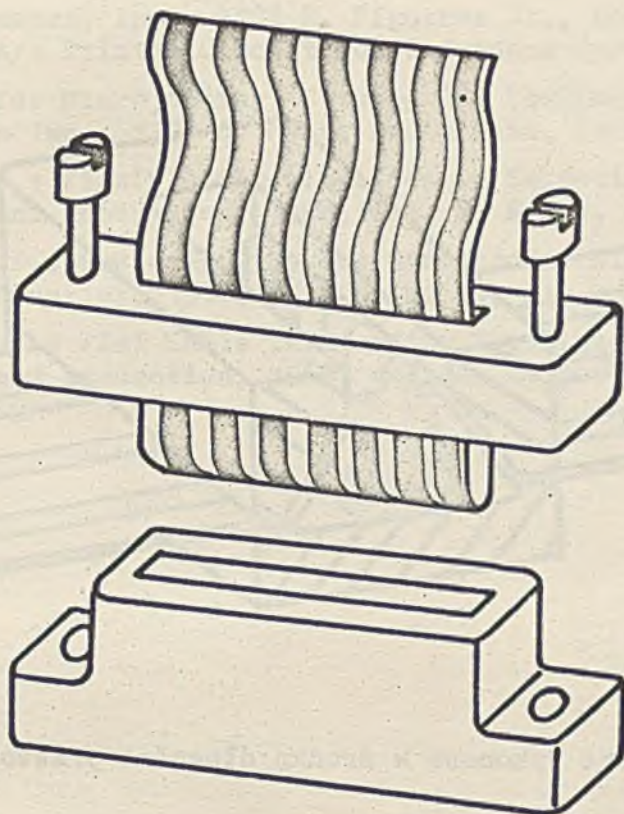
Przy użyciu złącz pośrednich szybko rozłączalne połączenie kabli wygląda tak, jak to pokazano na rys. 12 lub 13. W przypadku stosowania złącz płaskich bezpośrednich kabel musi być odpowiednio zakończony.



Rys. 12. Połączenie giętkiego płaskiego kabla z wiązką przewodów za pomocą złącza okrągłego

Operacja przygotowania zakończenia kabla jest następująca: Koniec kabla po obcięciu jest owijany dookoła sztywnej beleczki. Następnie beleczka z owiniętym kablem zatapiana jest w tworzywie, z którego kształtuje się przez prasowanie obudowę części końcowej kabla. Wystająca, owinięta na beleczce część kabla jest trawiona w celu odsłonięcia przewodów z izolacji¹. Po oczyszczeniu przewody są niklowane i pokrywane twardym złotem. Wykonany w ten sposób wtyk może współpracować ze złączem krawędziowym z dodatkowymi śrubami mocującymi /rys. 13/.

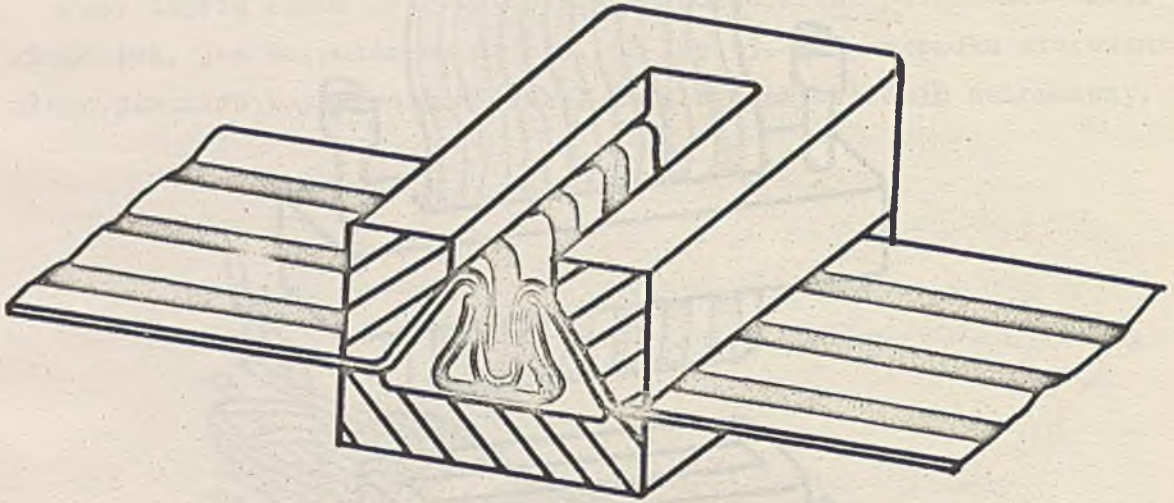
¹ W przypadku gdy materiałem izolacyjnym jest folia poliestrowa lub poliamidowa



Rys. 13. Wtyk wykonany na końcu giętkiego płaskiego kabla i złącze kra-
wędziowe płaskie z dodatkowymi śrubami mocującymi wtyk i obu-
dowę złącza

W przypadku gdy istnieje potrzeba wykonania połączenia w środku długości kabla o kształcie taśmy, może ono być zrealizowane w dwojaki sposób. Pierwszy sposób to użycie złącza, którego wyprowadzenia kontaktów są przylutowane lub zgrzane do przewodów kabla. Drugie rozwiązanie opiera się na koncepcji wyżej omówionego wtyku, tzn. polega na przygotowaniu przewodów kabla do pełnienia funkcji kontaktów-złącza.

Proces technologiczny jest tu bardzo podobny. W odpowiednim miejscu kabla po jednej jego stronie zostaje zdjęta izolacja. Odsłonięte przewody pokrywa się niklem i następnie twardym złotem. Kabel wygina się w kształcie litery "U" i umieszcza w obudowie pomiędzy dwoma rzędami sprężyn płaskich /rys. 14/. Sprężynki dociskają złocone przewody do odpowiednich kontaktów wtyku.



Rys. 14. Złącze wykonane w środku długości przewodu taśmowego

7. Zakończenie

Omawiając cechy płaskich giętkich kabli należy zwrócić uwagę na ich zalety w razie zastosowania do urządzeń o b. dużej szybkości działania. Z tego względu wydaje się, że płaskie giętkie kable powinny znaleźć zastosowanie w maszynach III generacji. Technologia wytwarzania giętkich obwodów drukowanych jest zbliżona do technologii wytwarzania wielowarstwowych płytek drukowanych. W wypadku posiadania odpowiednich urządzeń technologicznych /prasa/ i materiałów /laminat foliowany np. miedzią i laminat częściowo spolimeryzowany/, giętkie obwody drukowane mogą być wytwarzane w małym laboratorium. Natomiast przewody taśmowe, z uwagi na ekonomicznie uzasadnioną ich cenę, muszą być produkowane przez większe zakłady przemysłowe.

Literatura

- [1] Circuits imprimés. Orega électronique et mécanique, 106, rue de la Jarry, Vincennse /Seine/ - France.
- [2] Design Guide Flat Conductor, Flexible Cable. Hughes Aircraft Company, P.O. Box 90515, Los Angeles 9, California /USA/

- [3] Digital Sensors, Inc., 4127 N. Figueroa St., Los Angeles, California /USA/: Printed Circuit Board Jumpers /prospekt/.
- [4] Equipment for Microjoining. Catalog 68. Equipment Division, Wells Electronics Inc., 1701 S. Main, South Bend, Indiana 46623 /USA/
- [5] RIGLING W.S.: Flexible-Circuit Adhesive Selection. Electronic Packaging and Production, 1968, Vol. 8, No 11, str. 115-126.
- [6] VAN NESS R.F.: Reviewing the New Connectors. Electronic Packaging and Production, 1968, Vol. 8, No 11, str. 136.
- [7] VAN NESS R.F.: Flat Cable Terminating Techniques. Electronic Packaging and Production, 1968, vol. 8, No 12, str. 41-53.

Dr Józefa KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA

621.318.132:681.327.11

Dr Antoni KWIATKOWSKI

Instytut Maszyn Matematycznych

FERROMAGNETYCZNY DWUTLENEK CHROMU /CrO₂/ -
NOWY MATERIAŁ MAGNETYCZNY DO WYTWARZANIA WARSTW REJESTRUJĄCYCH

1. Wstęp

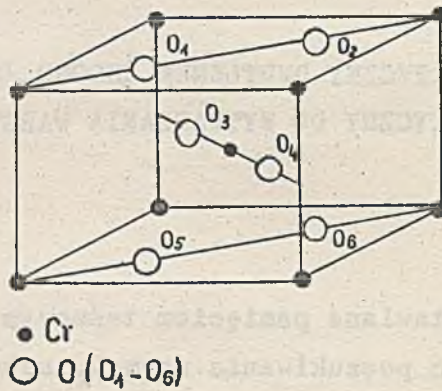
Wysokie wymagania stawiane pamięciom taśmowym, bębnowym i dyskowym spowodowały konieczność poszukiwania nowych, udoskonalonych materiałów magnetycznych dla warstw rejestrujących. W ostatnich latach prowadzono badania nad możliwością zastosowania do tego celu tlenków chromu, a zwłaszcza ich metastabilnej odmiany CrO₂, która charakteryzuje się interesującymi z punktu widzenia zapisu cyfrowego właściwościami magnetycznymi.

Dotychczasowe informacje i doniesienia wskazują, że odpowiednio przygotowane preparaty CrO₂ mają znacznie lepsze właściwości od stosowanego dotąd γ -Fe₂O₃.

2. Dwutlenek chromu /CrO₂/

Ferromagnetyczny dwutlenek chromu stanowi metastabilną fazę przejściową pomiędzy CrO₃ i Cr₂O₃. Posiada on tetragonalną sieć krystaliczną typu rutylu /rys. 1/, o parametrach: $a = 4,432 \pm 0,002 \text{ \AA}$; $c = 2,917 \pm 0,002 \text{ \AA}$; grupa przestrzenna $p^4 \text{ mnm}$ [1]. Jony Cr⁺⁴ leżą w narożach komórki elementarnej przestrzennie centrowanej. Jony tlenu znajdują się w położeniach: $u, u, 0$; $\bar{u}, \bar{u}, 0$; $u - \frac{1}{2}, \frac{1}{2} - u, \frac{1}{2}$; $\frac{1}{2} - u, u - \frac{1}{2}, \frac{1}{2}$. Parametr tlenowy $u = 0,294 \text{ \AA}$ [2]. Temperatura Curie $T_c = 126^\circ \text{C}$ [4]. Namagnesowanie nasycenia $\left/ \frac{1}{H} \right. \rightarrow 0 / 100 \text{ jedn. - CGSE}$ przy 298°K , a 128 jedn. CGSE przy 78°K [5].

Kierunki łatwego namagnesowania kryształu CrO_2 leżą w płaszczyznach (100) i są ustawione pod kątem 40° do osi c. Przeciętna długość ziarna CrO_2 stosowanego do wytwarzania warstw rejestrujących zawiera się w granicach 0,2 do 1,5 μm , przy czym stosunek długiej osi do krótkiej może wynosić nawet 20.: 1. Dla określonej metody wytwarzania wielkość ziarna jest praktycznie jednakowa. Pojedyncze ziarna mają powierzchnię gładką i wolną od dendrytowych narośli.



Rys. 1. Tetragonalna sieć typu rutylu, w której krystalizuje CrO_2 [3]

Ponieważ kierunek płaszczyzn łatwego namagnesowania pokrywa się z długością pojedynczego kryształu, możliwe jest bardzo dobre magnetyczne spolaryzowanie warstw rejestrujących. Siła koercji $/H_c/$ dla preparatów CrO_2 , stosowanych do wytwarzania warstw dla rejestracji cyfrowej, wynosi 350 do 650 Oe. Zmieniając parametry w procesie wytwarzania CrO_2 /ciśnienie, temperatura, czas/, można regulować stosunek długiej osi do krótkiej pojedynczego kryształu, przez co można obniżać lub podwyższać jego siłę koercji [6].

Pozostałość magnetyczna $/B_r/$ preparatów CrO_2 zawiera się w granicach 1300 do 1700 Gs. Współczynnik prostokątności pętli histerezy magnetycznej $/B_r/B_m/$ dla warstw ze spolaryzowanymi ziarnami CrO_2 wynosi około 0,9.

Dla porównania - taśmy cyfrowe wytwarzane z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ posiadają parametry:

- siła koercji 200 do 350 Oe
- pozostałość magnetyczna 700 do 850 Gs
- współczynnik prostokątności pętli histerezy magnetycznej warstw polaryzowanych 0,75 do 0,82.

3. Zarys metod wytwarzania CrO₂

Opisane wyżej właściwości fizyczne /strukturalne/ posiadają monokryształy CrO₂, natomiast właściwości magnetyczne odnoszą się do preparatów proszkowych.

J. Svoboda i in. [7] podają, że wytworzyli monokryształy CrO₂ większe od 0,4 mm, prowadząc termiczny rozpad CrO₃ w obecności wody w temperaturze 450°C przy ciśnieniu 3000 atm. przez 7 dni. Proces przebiegał w platynowej rurce, umieszczonej w piecu odpowiedniej konstrukcji.

K.J. Vries [8] podaje, że czysty chemicznie CrO₂ można wytwarzać przez ogrzewanie CrO₂Cl₂ w temperaturze 370 ± 5°C w ciągu 20 godz. w atmosferze tlenu pod ciśnieniem 12 do 25 atm. Proces prowadzony jest w rurce kwarcowej w kształcie U, przy czym w jednym ramieniu umieszczony jest CrO₂Cl₂, a w drugim CrO₃, z którego podczas rozpadu termicznego wydziela się tlen.

Według B.L. Chamberland'a [5] monokryształy CrO₂ o długości 1 mm i szerokości 0,2 mm można wytworzyć, stosując proces hydrotermiczny w mieszaninie CrO₃ i Cr₂O₃. Temperatura procesu wynosi 900°C, a ciśnienie 30000 do 65000 atm.

W toku badań prowadzonych w różnych ośrodkach zaobserwowano, że podwyższenie lub obniżenie temperatury procesów hydrotermicznych, zmiana ciśnienia i czasu ich przebiegu prowadzą do znacznego zmniejszenia rozmiarów kryształów CrO₂, jednakże nie udało się wytworzyć preparatów o wielkości ziarna poniżej 1,5 μm. Dopiero wprowadzenie do środowiska reakcji Sb₂O₃ lub RuO₂ /jako katalizatorów/ umożliwiło wytwarzanie ziarn CrO₂ odpowiednio małych. Ponadto stwierdzono, że działanie tych katalizatorów uprzywilejowuje wzrost kryształu wzdłuż osi c, prowadząc do wytworzenia cienkich i długich kryształów CrO₂. Dodatkową korzyścią płynącą z zastosowania katalizatorów było obniżenie temperatu-

ry i ciśnienia procesu wytwarzania CrO_2 . W tabeli 1 przedstawiono omówiony w pracy Svobody i in. [7] wpływ katalizatorów na siłę koercji i wielkość ziarna CrO_2 . Procesowi hydrotermicznemu poddawany był CrO_3 , użyty w ilości równomolowej z wodą. Temperatura procesu wynosiła 400°C , ciśnienie 750 atm. /dla próbki C 600 atm./, czas przebiegu procesu 0,3 do 1 godz.

Tabela 1

Wpływ Sb_2O_3 i RuO_2 na siłę koercji i wielkość kryształów CrO_2 powstających w procesie hydrotermicznym z CrO_3 [7]

Produkt	Katalizator		H_c /Oe/	Wielkość ziarna um	
	wzór chemiczny	ciężar w stos. do CrO_3 %		długość	szerokość
CrO_2 /A/	bez		57	3 - 10	1 - 3
CrO_2 /B/	Sb_2O_3	0,2	156	0,4 - 2,0	0,07 - 0,3
CrO_2 /C/	Sb_2O_3	0,5	243	0,4 - 2,5	0,06 - 0,2
CrO_2 /D/	Sb_2O_3	2,0	349	0,2 - 1,5	0,03 - 0,1
CrO_2 /E/	RuO_2	1,0	312	0,1 - 2,0	0,04 - 0,08

Wytwarzanie preparatów CrO_2 przydatnych dla magnetycznych warstw rejestrujących nie wyszło, jak dotąd, poza ramy prac laboratoryjnych. Firmy prowadzące takie badania /np. Du Pont/, poza zgłoszeniami patentowymi [9, 10, 11], notatkami reklamowymi oraz informacjami przedstawicieli handlowych oferujących taśmy cyfrowe lub pakiety dysków [12], nie ujawniają kiedy wyroby oparte na CrO_2 wejdą na światowe rynki zbytu.

4. Warstwy magnetyczne z CrO_2

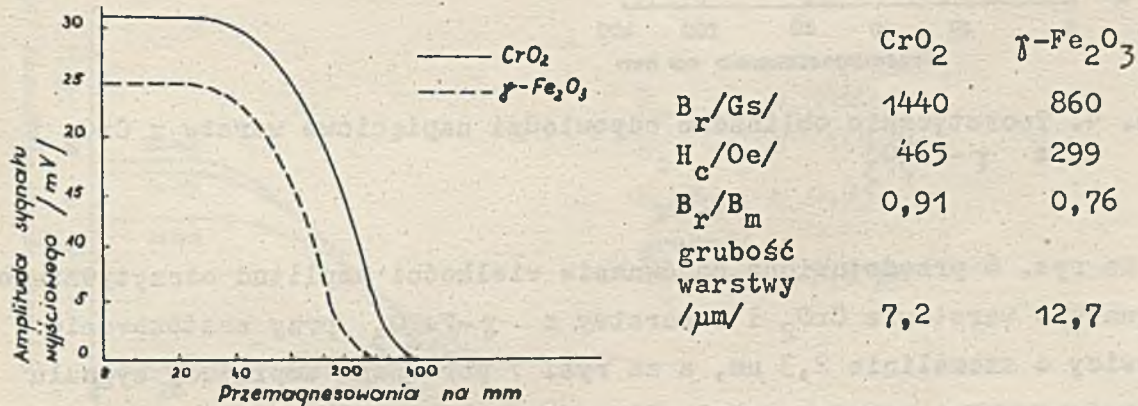
Firma Du Pont w ulotce informacyjnej z roku 1968 podaje, że wytworzona w ich laboratorium taśma cyfrowa z CrO_2 o nazwie CROLYN charakteryzuje się lepszymi właściwościami eksploatacyjnymi niż dotychczas produkowane taśmy z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$. Taśmę z CrO_2 cechuje wyższy niż dla

taśmy z γ -Fe₂O₃ poziom sygnału wyjściowego przy tym samym stopniu rozdzielczości i lepsza rozdzielczość przy stałym poziomie sygnału wyjściowego.

Wyższe wartości takich parametrów magnetycznych warstwy z CrO₂, jak siła koercji, pozostałość magnetyczna, a zwłaszcza bardzo wysoka wartość współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej, pozwalają na wytworzenie warstw magnetycznych o grubości pojedynczych mikronów. Mała grubość warstwy pozwala na zapisywanie impulsu na znacznie mniejszym obszarze i to zarówno w metodzie zapisu NRZI, jak i przy modulacji fazy.

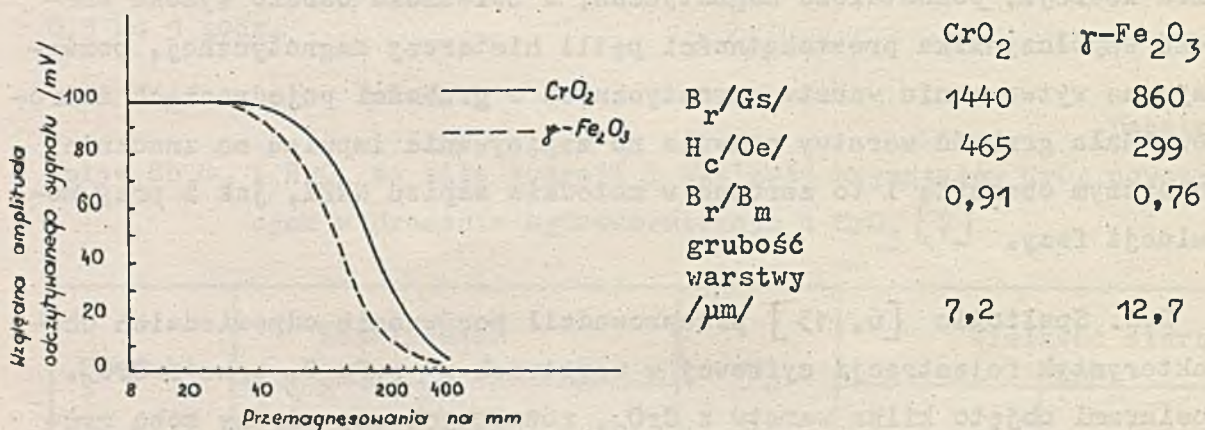
D.E. Speliotis [6, 13] przeprowadził porównanie odpowiednich charakterystyk rejestracji cyfrowej w warstwach z γ -Fe₂O₃ oraz z CrO₂. Pomiarami objęto kilka warstw z CrO₂, różniących się między sobą grubością, siłą koercji oraz pozostałością magnetyczną, i warstwę z γ -Fe₂O₃ o grubości 12,7 μ m, którą przyjęto jako warstwę standardową. Wyniki badań przedstawiono na rys. 2 do 11.

Porównanie amplitud sygnałów odczytywanych z warstwy z CrO₂ o grubości 7,2 μ m i warstwy z γ -Fe₂O₃ o grubości 12,7 μ m /rys. 2/ wykazuje, że w zakresie gęstości rejestracji od 8 do 400 przemagnesowań na milimetrze są one większe dla warstwy z CrO₂. Jednakże rozdzielczość rejestracji badanej warstwy z CrO₂ nie była tak duża, jak tego oczekiwano, aczkolwiek w każdym przypadku była większa niż dla warstwy z γ -Fe₂O₃.

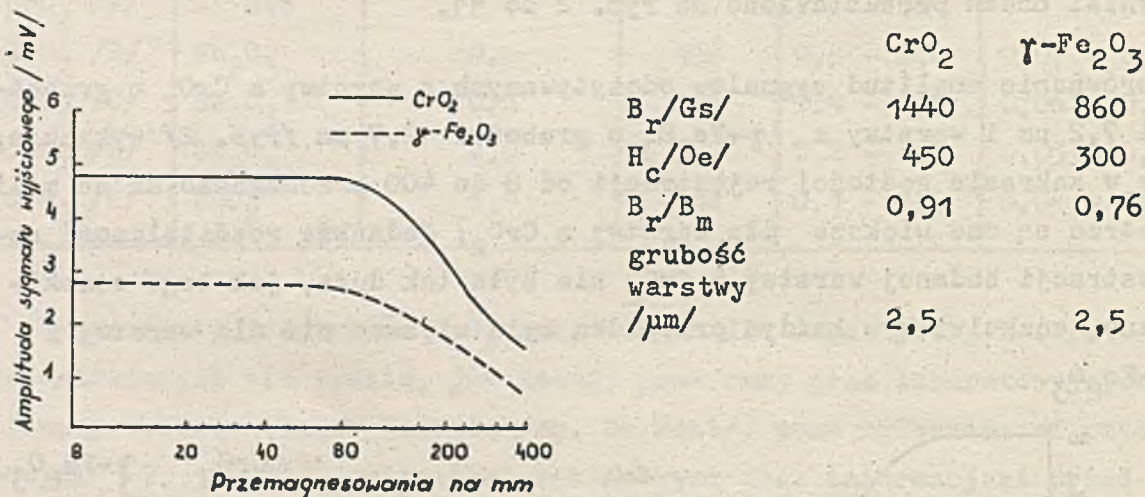


Rys. 2. Porównanie odpowiedzi napięciowej warstwy z CrO₂ i warstwy z γ -Fe₂O₃ przy zastosowaniu głowic o szczelinach 12,5 μ m i prądu zapisu 120 mA

Na rys. 3 porównano procentowy spadek wielkości amplitud impulsów odczytywanych z obu badanych warstw. Przedstawione dane eksperymentalne są zgodne z wyliczeniami teoretycznymi /rys. 4 i 5/, odniesionymi do takiej samej grubości obu warstw /2,5 μm /.



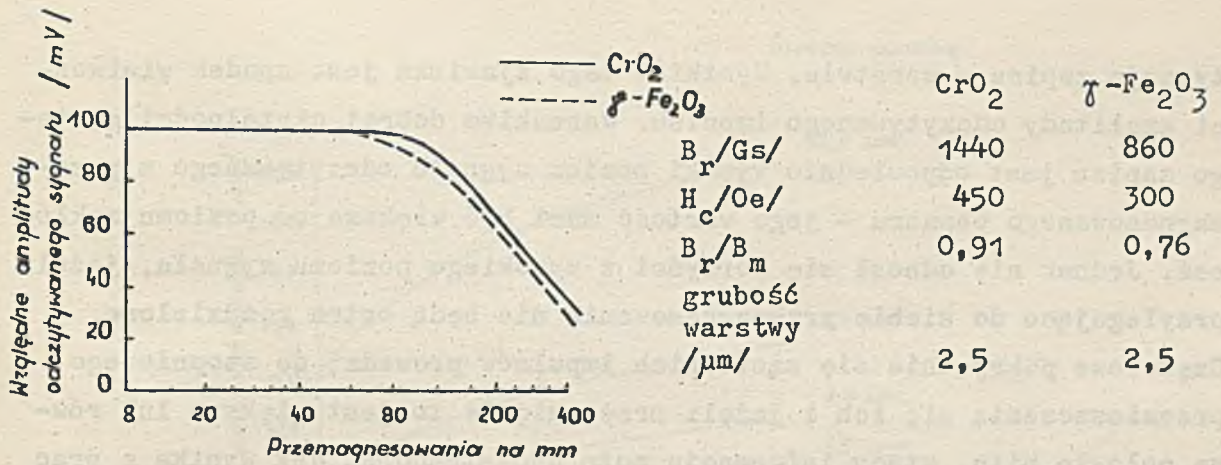
Rys. 3. Względne odpowiedzi napięciowe warstw omówionych na rys. 2 /odniesione do odpowiednich sygnałów maksymalnych/



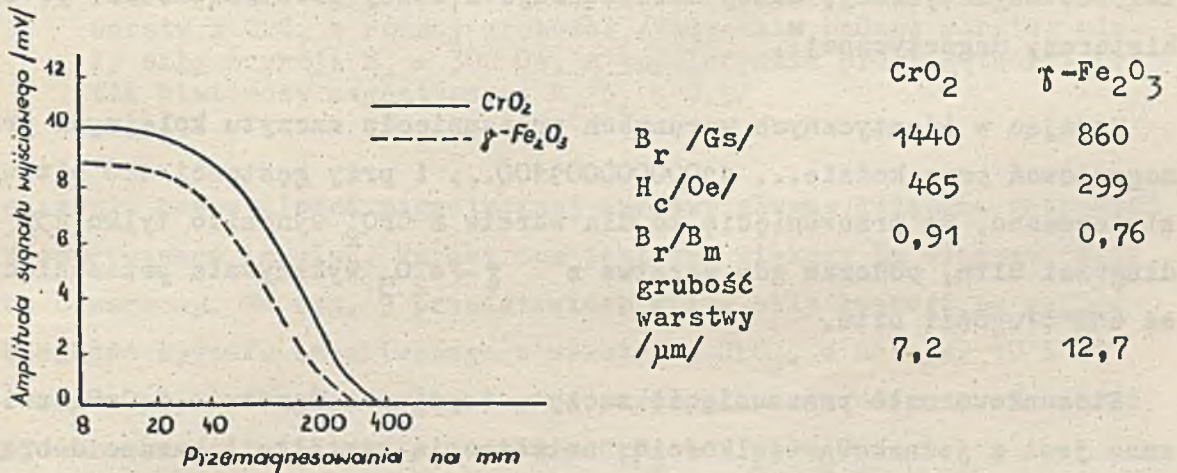
Rys. 4. Teoretycznie obliczone odpowiedzi napięciowe warstw z CrO_2 i z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$

Na rys. 6 przedstawiono porównanie wielkości amplitud odczytywanego sygnału z warstwy z CrO_2 i z warstwy z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ przy zastosowaniu głowicy o szczelinie 2,3 μm , a na rys. 7 porównano amplitudy sygnału odczytywanego z warstwy z CrO_2 dla różnych wartości prądów zapisu.

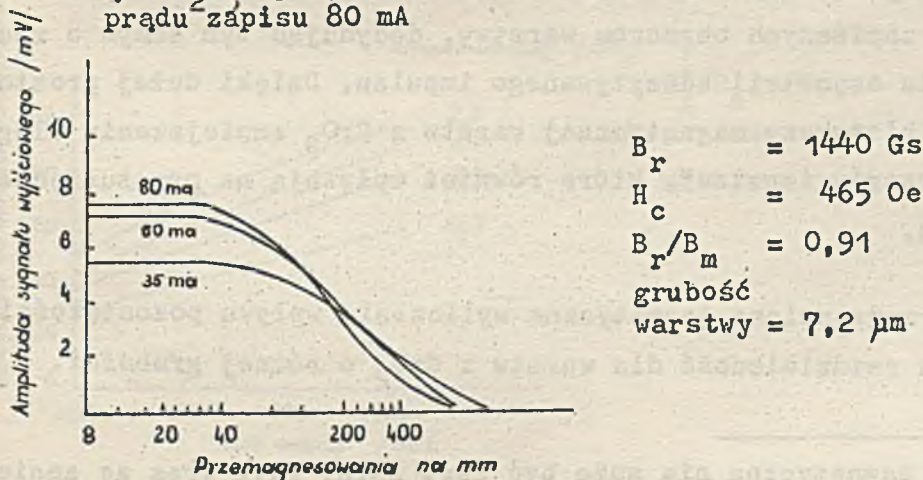
Jednym z istotnych ograniczeń gęstości rejestracji jest występowanie zjawiska przesuwania się szczytu impulsu, co wiąże się z demagne-



Rys. 5. Względne odpowiedzi napięciowe obliczone teoretycznie dla warstw omówionych na rys. 4. /Odniesione do odpowiednich sygnałów maksymalnych/



Rys. 6. Porównanie odpowiedzi napięciowej warstwy z CrO₂ i warstwy z γ-Fe₂O₃ przy zastosowaniu głowicy o szczelinie 2,3 μm i prądu zapisu 80 mA



Rys. 7. Porównanie odpowiedzi napięciowej warstwy z CrO₂ przy zastosowaniu głowicy o szczelinie 3,8 μm dla prądów zapisu 80, 60 i 35 mA

tyzacją zapisu w warstwie. Wynikiem tego zjawiska jest spadek wielkości amplitudy odczytywanego impulsu. Warunkiem dobrej czytelności gęstego zapisu jest odpowiednio wysoki poziom sygnału odczytywanego z przemagnesowanego obszaru - jego wartość musi być większa od poziomu zakłóceń. Jednak nie odnosi się korzyści z wysokiego poziomu sygnału, jeżeli przylegające do siebie przemagnesowania nie będą ostro rozdzielone. Częściowe pokrywanie się sąsiednich impulsów prowadzi do stopniowego przemieszczenia się ich i jeżeli przesunięcie to jest większe lub równe połowie bitu, wtedy informacja może być stracona. Jak wynika z prac Miyaty i Hartela [14] oraz Mee [15], dla uzyskania wąskich i ostrych obszarów przemagnesowań, a więc dobrej rozdzielczości odczytu, potrzebne są warstwy o możliwie najmniejszej grubości, stosunkowo małej pozostałości magnetycznej, dużej sile koercji i dużej prostokątności pętli histerezy magnetycznej*.

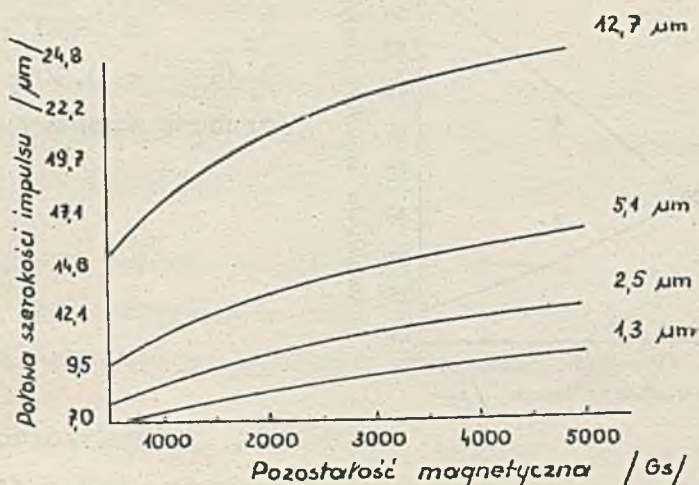
Badając w identycznych warunkach przesunięcia szczytu kolejnych przemagnesowań przy kodzie... 11000000001100... i przy gęstości 120 bitów/mm stwierdzono, że przesunięcie to dla warstw z CrO_2 wynosiło tylko 23% długości bitu, podczas gdy warstwa z $\delta\text{-Fe}_2\text{O}_3$ wykazywała przesunięcie aż 61% długości bitu.

Stosunkowo małe przesunięcie szczytu impulsu w warstwie z CrO_2 związane jest z jednakową wielkością, anizotropią kształtu i bardzo dobrą orientacją kryształów CrO_2 . Dzięki tej ostatniej zmniejsza się składowa prostopadła namagnesowania warstwy, co istotnie wpływa na zmniejszenie demagnetyzacji zapisanych obszarów warstwy, decydując tym samym o znacznym zmniejszeniu asymetrii odczytywanego impulsu. Dzięki dużej prostokątności pętli histerezy magnetycznej warstw z CrO_2 zmniejszeniu ulegają "rozmycia brzegów impulsu", które również wpływają na przesunięcie szczytu sygnału.

Na rys. 8 przedstawiono teoretyczne wyliczenie wpływu pozostałości magnetycznej na rozdzielczość dla warstw z CrO_2 o różnej grubości.

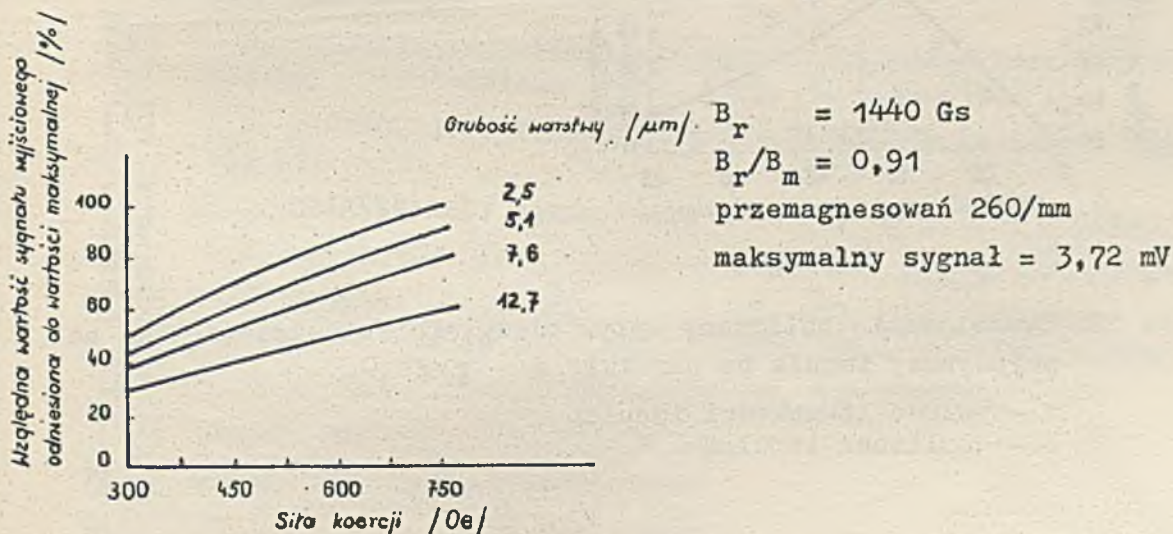
* Pozostałość magnetyczna nie może być zbyt mała, gdyż wraz ze zmniejszeniem się jej wartości maleje strumień magnetyczny z warstwy. Siła koercji nie może być zbyt duża ze względu na trudności dokonania zmiany stanu namagnesowania takiej warstwy

Grubość warstwy

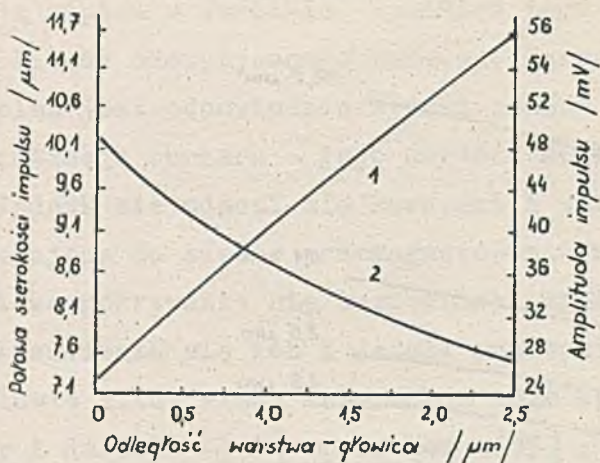


Rys. 8. Teoretycznie wyliczony wpływ pozostałości magnetycznej dla warstw z CrO_2 o różnej grubości /Wszystkie badane warstwy miały siłę koercji $H_c = 300 \text{ Oe}$, a współczynnik prostokątności pętli histerezy magnetycznej $B_r/B_m = 0,9/$

Zwiększenie pozostałości magnetycznej warstwy zawsze zwiększa szerokość zarejestrowanego impulsu. Wzrost ten jest tym większy im większa jest grubość warstwy. Na rys. 9 przedstawiono wpływ siły koercji na względną wielkość sygnału uzyskiwanego z warstwy z CrO_2 , a na rys. 10 i 11 porównano wpływ odległości głowicy od powierzchni warstwy na szerokość zarejestrowanego impulsu dla warstw z CrO_2 i $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$.



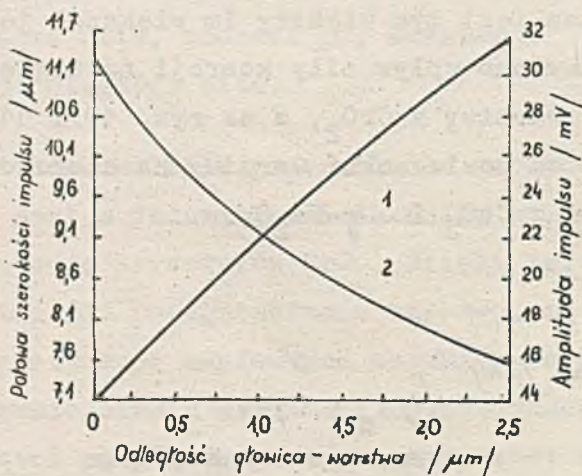
Rys. 9. Teoretycznie obliczony względny sygnał z warstwy z CrO_2 w funkcji siły koercji dla warstw o różnej grubości



$B_r = 1440 \text{ Gs}$
 $H_c = 450 \text{ Oe}$
 $B_r/B_m = 0,90$
 grubość warstwy = $2,5 \mu\text{m}$

Rys. 10. Teoretycznie obliczony wpływ odległości głowica-warstwa na pojedynczy impuls na warstwie z CrO_2

1 - połowa szerokości impulsu
 2 - amplituda impulsu



$B_r = 860 \text{ Gs}$
 $H_c = 300 \text{ Oe}$
 $B_r/B_m = 0,76$
 grubość warstwy = $2,5 \mu\text{m}$

Rys. 11. Teoretycznie obliczony wpływ odległości głowica-warstwa na pojedynczy impuls na warstwie z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$

1 - połowa szerokości impulsu
 2 - amplituda impulsu

5. Wnioski

Za wprowadzeniem do zastosowań warstw magnetycznych z CrO_2 przemawiają następujące czynniki:

- Znaczne zmniejszenie przesunięcia szczytu przemagnesowań w porównaniu z warstwami z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$:
- Duża prostokątność pętli histerezy magnetycznej, która umożliwia zwiększenie gęstości rejestracji i jest czynnikiem przeciwdziałającym czasowej demagnetyzacji zapisanej warstwy.
- Wysoka wartość sygnału uzyskiwanego z przemagnesowań, szczególnie w tych przypadkach, gdy głowice magnetyczne współpracują z warstwą magnetyczną z pewnej odległości /pamięci bębnowe i dyskowe/.

Na przeszkodzie, jak dotąd, powszechnego zastosowania warstw magnetycznych z CrO_2 stoją znaczne trudności technologiczne i wysokie koszty wytwarzania w skali przemysłowej preparatu odpowiedniego do zastosowania w warstwach dla zapisu cyfrowego. Spodziewać się należy, że intensywne badania, zwłaszcza nad katalizatorami pozwalającymi na znaczne obniżenie temperatury i ciśnienia, dadzą w wyniku łatwy i tani proces wytwarzania tego preparatu.

Literatura

- [1] K. WILHELMI, O. JONSSON: Acta chem. Scand. 12, 1532 /1958/.
- [2] W.H. CLOUD, D.S. SCHREIBER, K.R. BABOOCK: J. Appl. Phys. Supl. 33, 1193 /1962/.
- [3] M.M. SCHIEBER: Experimental Magnetochemistry, str. 87, 113-115, 283-286, North-Holland Publ. Corp. t. VIII /1967/.
- [4] R.K. WARING, Jr., P.E. BIERSTEDT: INTERMAG, Amsterdam 1969, sesja 61.
- [5] B.L. CHAMBERLAND: Mater. Res. Bull. 2, nr 9, 827 /1967/.
- [6] D.E. SPELIOTIS: IEEE Trans. on Magnetics MAG-4, 553 /1968/.
- [7] T.J. SVOBODA, P. ARTHUR Jr., N .L. COX, J.N. INGRAHAM, A.L. OPEGAR, M.S. SADLER: J. Appl. Phys. Supl. 32, 374S /1961/.
- [8] K.J. VRIES: Naturwissenschaften 54, 563 /1967/.
- [9] Patent USA nr 2,885,365 /1959/.
- [10] Patent USA nr 2,923,683 /1960/.
- [11] Patent USA nr 2,956,955 /1960/.
- [12] Firma Mac Panel: Seminarium na temat programu produkcyjnego, Warszawa NOT /1969/.

- [13] D.E. SPELIOTIS: J. Appl. Phys. 38, 1207 /1967/.
- [14] J.J. MIYATA, R.R. HARTEL: IRE Trans. Electronic Comp., T. EC-8, 159 /1959/.
- [15] C.D. MEE: IEEE Trans. Audio 1964 /VII-VIII/, 72-82.



Warunki prenumeraty:

Cena prenumeraty krajowej:

rocznie - zł 100,-

Prenumeraty przyjmowane są do dnia 10 grudnia na rok następny.

Prenumeratę na kraj dla czytelników indywidualnych przyjmują urząd pocztowe oraz listonosze.

Czytelnicy indywidualni mogą dokonywać wpłat również na konto PKO Nr 1-6-100020 - Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw "Ruch" Warszawa, ul. Wronia 23.

Wszystkie instytucje państwowe i społeczne mogą zamawiać prenumeratę wyłącznie za pośrednictwem Oddziałów i Delegatur "Ruch".

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę, która jest o 40% droższa od krajowej, przyjmuje Biuro Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych "Ruch" Warszawa, ul. Wronia 23 konto PKO Nr 1-6-100024 tel. 20-46-88.

Egzemplarze zdezaktualizowane można nabyć w Punkcie Wysyłkowym Prasy Archiwalnej "Ruch" - Warszawa, ul. Nowomiejska 15/17, konto PKO Nr 114-6-700041 VII O/M Warszawa.

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej

P 3057 | 69