

ZJEDNOCZENIE PRZEMYSŁU  
AUTOMATYKI I APARATURY POMIAROWEJ  
„M E R A”



ELEKTRONICZNA TECHNIKA OBLICZENIOWA

P.3057/70

**NOWOŚCI**

1/1970

INSTYTUT MASZYN MATEMATYCZNYCH  
DZIAŁOWY OŚRODEK INTE

Nakładem Instytutu Maszyn Matematycznych ukazała się praca zbiorowa pod tytułem: "CYFROWA TECHNIKA KRZEMOWA S-50. Opis techniczny i przykłady zastosowań". Wyd. IMM - DOINTE, 1969, str. 185, cena zł.50.

W pracy przedstawiono uniwersalny zestaw układów logicznych przeznaczonych do budowy szybkich systemów cyfrowych.

Zamówienia na powyższe wydawnictwo należy zgłaszać pod adresem: Księgarnia "Wspólna Sprawa", Wydawniczo-Oświatowa Spółdzielnia Inwalidów, Warszawa, ul. Marszałkowska 28.



P.3057/70

ELEKTRONICZNA TECHNIKA OBLICZENIOWA

N O W O Ś C I

Rok IX

Nr 1

1970

S p i s t r e ś c i

	str.
Mgr inż. Janusz RUDZKI i mgr inż. Zbigniew ŚWIĄTKOWSKI: Prze- gląd podzespołów elektronicznych dla EMC III generacji .....	3
Mgr. inż. Wiesław WĘGORZEWSKI: Możliwość zastosowania elementów Gunna w maszynach matematycznych .....	25
Mgr inż. Jan RYŻKO: Elektroniczne pamięci na drutach magnetycz- nych .....	51
Mgr inż. Jerzy EKNER: Połączenia zaciskane za pomocą klipsów	85
Wykaz tematyczny prac zawartych w kwartalniku ETO NOWOŚCI wyda- wanym przez BOITE IMM .....	97
Spis treści ETO NOWOŚCI za rok 1969 .....	103

Wydaje

INSTYTUT MASZYN MATEMATYCZNYCH

B r a n ż o w y   O ś r o d e k   I n f o r m a c j i  
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

Pów. w IMM nakł. 500 egz. pap. offset kl. III g. 80 zam. 98/70  
GP-II/1416/68 INDEKS - 35804.

Mgr inż. Janusz RUDZKI  
Mgr inż. Zbigniew ŚWIĄTKOWSKI  
Instytut Maszyn Matematycznych

681.322.002:681.325.6:  
681.327.6

## PRZEGLĄD PODZESPOŁÓW ELEKTRONICZNYCH DLA EMC III GENERACJI\*

### 1. Ogólna charakterystyka wystawy

Po salonie paryskim międzynarodowa wystawa londyńska była drugą co do wielkości wystawą podzespołów elektronicznych w roku 1969 w Europie. Wśród wystawców dominowały firmy angielskie. USA były reprezentowane przede wszystkim przez firmy mające swoje przedstawicielstwa w Europie, m.in. przez głównych producentów mikroukładów: Fairchild'a, Motorolę, Texas Instr. Były również licznie reprezentowane firmy z NRF, Francji i Włoch.

Ogółem w wystawie uczestniczyło około 500 firm, oferujących szeroki asortyment wyrobów, z których z punktu widzenia produkcji maszyn cyfrowych zasadnicze znaczenie miały:

- . mikroukłady scalone,
- . złącza,
- . materiały do obwodów drukowanych i płyt wielowarstwowych,
- . kable i przewody montażowe,
- . aparatura technologiczna do mikromontażu,
- . elementy bierne RLC - potencjometry i elementy zmienne LC,
- . rdzenie i materiały ferromagnetyczne.

Poniżej zajmiemy się omówieniem aktualnego stanu techniki w tych właśnie branżach.

---

\* Międzynarodowa Wystawa Podzespołów Elektronicznych Olympia Londyn 20-23.05.1969 r.

## 2. Półprzewodnikowe mikroukłady scalone

Półprzewodnikowe mikroukłady scalone stanowią jedną z najszybciej rozwijających się dziedzin elektroniki. Świadczy o tym bardzo duża liczba wystawców. Prawie wszystkie firmy zajmujące się produkcją półprzewodników rozwijają technologie mikroelektroniczne.

Jak wynika z przeglądu aktualnego poziomu prac, wiele firm opanowało już produkcję układów o średnim stopniu integracji w konwencjonalnych technikach cyfrowych.

Daje się zauważyć intensywny rozwój mikroukładów liniowych bipolarnych, lecz równocześnie do głosu zaczynają dochodzić rozwiązania na tranzystorach unipolarnych typu MOS. Te ostatnie charakteryzują się bardzo wysokim stopniem integracji i małym poborem mocy, jednakże na razie ich szybkość jest mniejsza od szybkości układów z tranzystorami bipolarnymi.

Istotnej zmianie uległy proporcje w możliwościach produkcyjnych firm europejskich i amerykańskich. O ile kilka lat temu /1965-1966/ zaangażowanie firm europejskich w produkcję półprzewodnikowych układów scalonych było minimalne, o tyle obecnie konkurują one skutecznie na rynku europejskim z firmami amerykańskimi. Duże subsydia rządowe oraz system koncentracji produkcji doprowadziły do powstania wielu silnych ośrodków produkcyjnych rozwijających bardzo aktywną działalność.

Na terenie Wielkiej Brytanii główną rolę odgrywają trzy firmy: Marconi-Elliott Microelectronics, Ferranti Ltd oraz Plessey, które ściśle ze sobą współpracują. Ponadto duży asortyment mikroukładów produkuje powiązany z Philipsem Mullard. We Francji przodujące miejsce zajmuje oddział mikroelektroniczny koncernu CSF-Thomson Sescosem /znany w Polsce dostawca półprzewodników/, w Niemczech przodują firmy Siemens i Telefunken. Do najpotężniejszych firm o światowym zasięgu zaliczają się trzy wystawiające firmy amerykańskie: Fairchild, Motorola i Texas Instr.

## 2.1. Bipolarne mikroukłady cyfrowe

W zakresie mikroukładów cyfrowych zaczynają występować pewne tendencje do standaryzacji typów mikroukładów, przy czym główną rolę odgrywają trzy rozwiązania schematowe:

- . DTL - układy stosunkowo wolne, ale odznaczające się dużą elastycznością.
- . TTL - znacznie szybsze, ale mniej elastyczne.
- . ECL - mikroukłady o bardzo dużej szybkości.

Najpowszechniej stosowanymi układami DTL są odpowiedniki serii 930 /rys. 1a/, produkowanej przez Fairchilda. W grupie TTL /rys. 1b/ najszersze zastosowanie znalazły odpowiedniki serii SN 54/74, a w grupie ECL mikroukłady Motorola MECL I /rys. 1c/. Parametry tych układów zawiera tabela 1.

Tabela 1

Parametry funkcjonalne elementów logicznych

Parametry	$\mu$ L 930	SN74	MECL I
Średni czas propagacji	25 ns	13 ns	7 ns
Moc strat	8 mW	10 mW	50 mW
Wzmocnienie logiczne	5	10	25
Próg przeciwzakłóceńowy	1V	1V	300 mV
Napięcie zasilające	5V $\pm$ 10%	5V $\pm$ 5%	-5,2V $\pm$ 10%
Zakres temperatur pracy	0 - 75°C	0 - 70°C	0 - 75°C





Z tendencji rozwoju produkcji poszczególnych firm widać, że zaczynają dominować mikroukłady typu TTL. Ze względu na bardzo dobre właściwości eksploatacyjne są one preferowane do urządzeń przetwarzania danych i automatyki. Odpowiedniki serii SN 54/74 produkowane są przez firmy Mullard, Ferranti, Siemens, Motorola i Sescosem. Konkurencyjną serię oferują firmy Fairchild i Marconi-Elliott /seria 9000/.

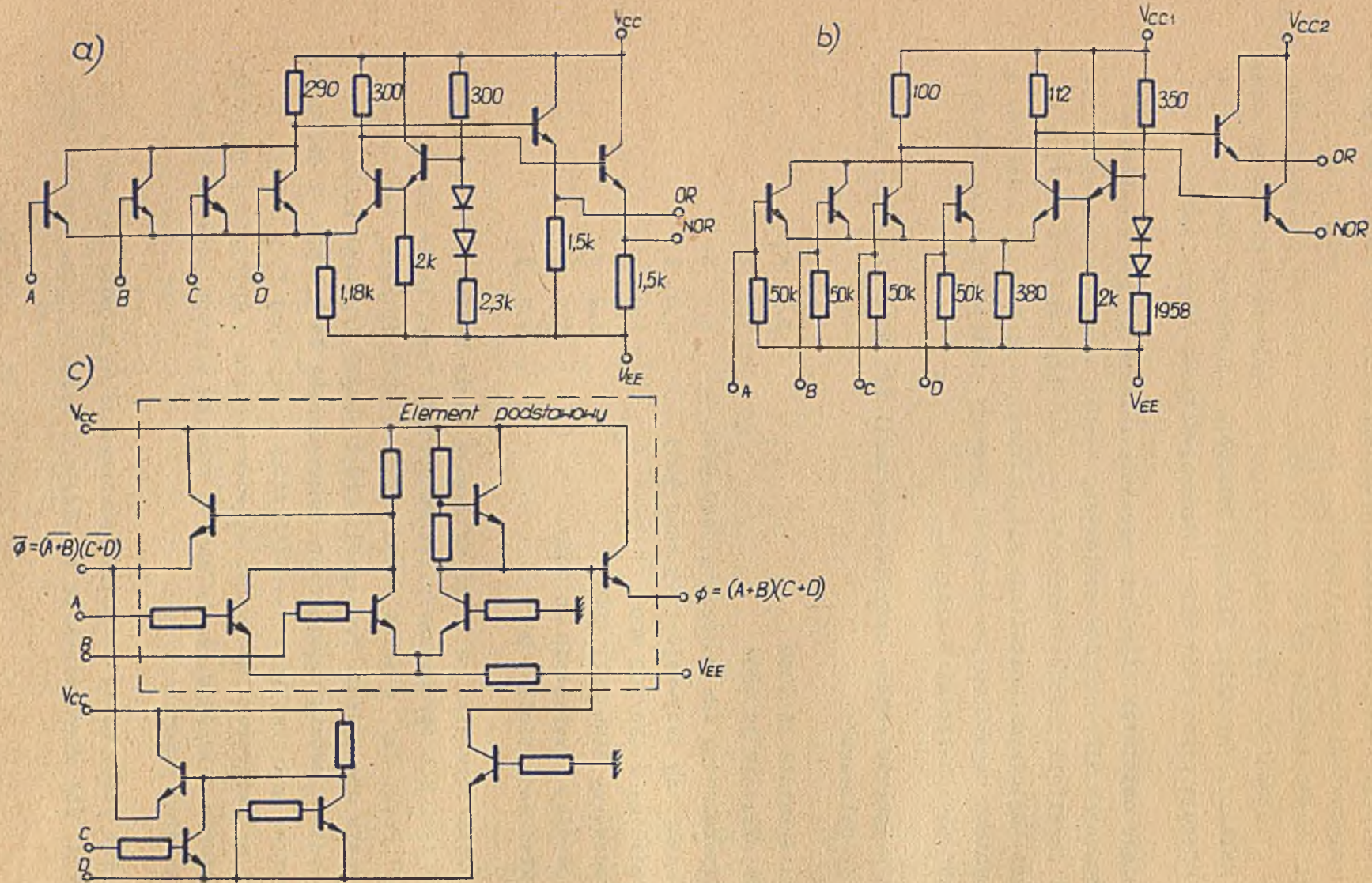
W ciągu ostatnich kilku lat poważnie rozszerzył się asortyment produkowanych mikroukładów scalonych. Wysoki stopień opanowania produkcji umożliwił znaczne obniżenie cen. Średnia cena mikroukładu z bramkami logicznymi kształtuje się obecnie na poziomie 1,5 dolara, co w zasadniczy sposób wpływa na coraz szersze zastępowanie układów dyskretnych mikroukładami scalonymi.

Dla przykładu podamy ceny układów serii TTL 9000 firmy Marconi-Elliott /w dolarach/:

. Przerzutnik JK 9000	3.3 \$,
. Przerzutnik JK 9001	3.3 \$,
. Czterokrotny dwu-wejściowy NAND 9002	2.0 \$,
. Trzykrotny trzy-wejściowy NAND 9003	2.0 \$,
. Podwójny 2 AND/NOR 9005	2.0 \$,
. Poczwórny NAND MOCY 9009	2.2 \$,
. Podwójny przerzutnik JK 9020	5.0 \$,
. Układ monostabilny 9601	9.5 \$,

Z nowych rozwiązań na uwagę zasługują serie bardzo szybkich mikroukładów typu ECL opracowane przez Motorolę i Texas Instr. Seria MECL III /rys. 2b/, w pełni kompatybilna z MECL II /rys. 2a/, charakteryzuje się czasami propagacji przez bramkę logiczną rzędu 1 ns oraz częstotliwością przełączania przerzutnika do 350 MHz. W układach zastosowano tranzystory o częstotliwości granicznej  $f_T \gg 2$  GHz. Ze względu na zwiększoną moc strat układ zamknięto w specjalnej obudowie z radiatorem metalowym. Prace nad tą rodziną mikroukładów znajdują się w stadium laboratoryjnym.

Również firma Texas proponuje rozwiązania typu ECL. Jej seria ECL 2500 /rys. 2c/ charakteryzuje się czasami rzędu 2,5 ns. Zestaw jest



Rys. 2. Bardzo szybkie elementy logiczne:  
 a/ MECL II - Motorola, b/ MECL III - Motorola,  
 c/ ECL 2500 - Texas Instr.

bardzo bogaty i odznacza się dużym poziomem integracji. Aktualnie trwają prace nad wdrożeniem tej serii do produkcji, co jest uzależnione od wielkości zamówień. Ciekawą właściwością tego typu układów jest wprowadzenie napięcia odniesienia równego potencjałowi ziemi, co znacznie upraszcza współpracę z innymi technikami. Parametry wyżej wymienionych układów zawiera tabela 2.

Tabela 2

Parametry funkcjonalne bardzo szybkich elementów logicznych typu ECL

Parametry	MECL II	MECL III	ECL 2500
Średni czas propagacji	4 ns	1,1 ns	2,5 ns
Moc strat		55 mW	30 mW
Wzmocnienie logiczne CDC	25	5	15
Próg przeciwzakłócenia	350 mV	240 mV	200 mV
Napięcie zasilające	-5,2 $\pm$ 10%	-5,2V $\pm$ 10%	1,32V-3,2V
Zakres temperatur pracy	0-75°C	0-70°C	0-70°C
Oporność linii przesyłowych	-	50 $\Omega$	50 $\Omega$

Poza układami logicznymi wiele firm oferuje nowe rozwiązania układów specjalizowanych w strukturze TTL, np. uniwersalny monostabilny /tabela 3/, różnego rodzaju układy przejścia na inne wersje układowe oraz nadajniki i odbiorniki do współpracy z liniami transmisyjnymi /tabela 4/. W ramach zestawów średnio zintegrowanych produkowane są różnego rodzaju rejestry i liczniki, dekodery i sumatory oraz elementy pamięciowe 8, 16, 64 i 256-bitowe. Na przykład zestaw układów MSI, produkowany przez firmę Marconi zawiera ich 35.

Tabela 3

Parametry elektryczne uniwibratora SN 74121 N

1	Napięcie zasilające	$+5V \pm 5\%$
2	Zakres temperatur pracy	$0 - 70^{\circ}C$
3	Próg przeciwzakłóceńowy	1V
4	Wzmocnienie logiczne	10
5	Moc strat	90 mW
6	Szerokość impulsów	40 ns - 10 s
7	Wypełnienie	10:1
8	Średni czas opóźnienia zboczy	50 ns
9	Minimalny impuls wyzwalający	50 ns
10	Szybkość narastania zboczy wyzwalających	1V/ $\mu$ s

Uwaga: Układ jest termicznie i napięciowo skompensowany.

Tabela 4

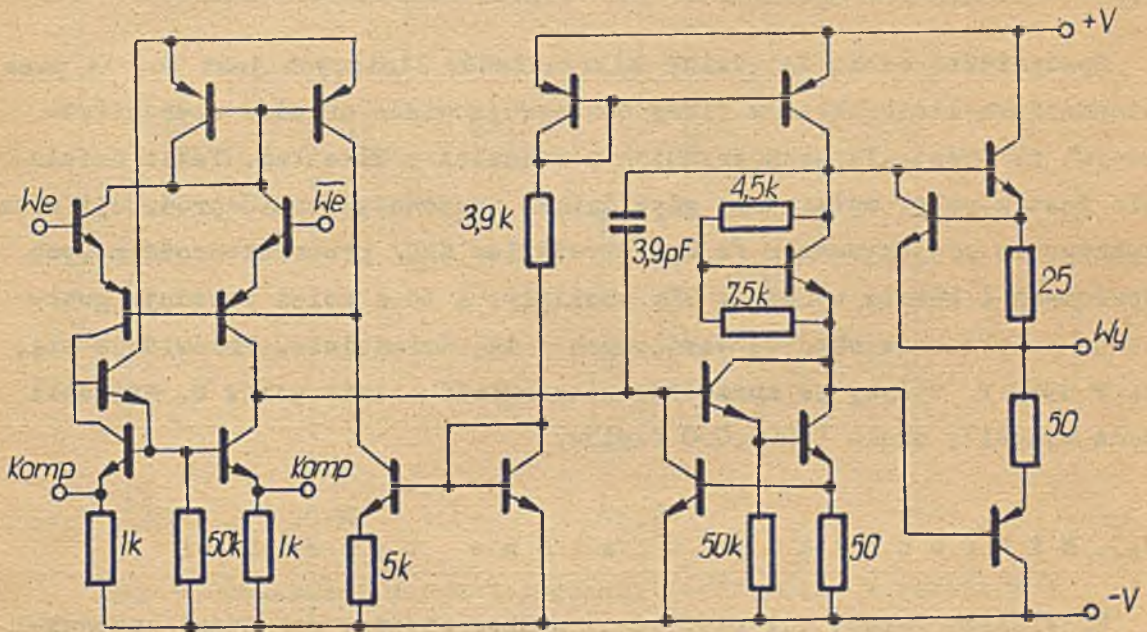
Parametry elektryczne nadajników SN 75109N/75110N  
i odbiorników SN 751371N/75108N

Napięcie zasilania	Nadajniki	Odbiorniki
		$+5V \pm 5\%$ $-5V \pm 5\%$
Zakres temp. pracy	$0-70^{\circ}C$	$0-70^{\circ}C$
Próg nieczułości na zakłócenia	1V	280 mV
Czas propagacji łączyny nadajnika i odbiornika	40 ns	
Wzmocnienie logiczne	6 lub 12 mA	16 mA
Oporność falowa linii	100 $\Omega$	100 $\Omega$

Nowością z punktu widzenia rozwiązań systemowych jest wprowadzenie przez firmę Texas Instr. specjalnej serii mikroukładów TTL, tzw. System II, o bardzo małych rozrzutach czasów propagacji /około 10 ns/.

## 2.2. Bipolarne mikroukłady liniowe

Wystawa była również wyrazem dużego postępu w dziedzinie mikroukładów liniowych. Poza opracowanymi wcześniej wzmacniaczami różnicowymi, wzmacniaczami operacyjnymi i układami porównującymi zaprezentowano wiele typów układów do urządzeń radiowych i telewizyjnych, np. Mullard oferował szereg wzmacniaczy małej częstotliwości i wzmacniaczy szerokopasmowych.



Rys. 3. Wzmacniacz operacyjny 7741

Bardzo duży zestaw układów liniowych przeznaczonych dla potrzeb aparatury pomiarowej i automatyki produkuje firma Marconi. Firma ta wprowadziła istotne ulepszenia do już istniejących rozwiązań schematowych, osiągając znaczną poprawę parametrów funkcjonalnych /np. wzmacniacz operacyjny 7741 jest ulepszoną wersją popularnego wzmacniacza Fairchilda  $\mu A$  709 - rys. 3, tabela 5/.

Tabela 5

Maksymalne parametry wzmacniacza operacyjnego 7741

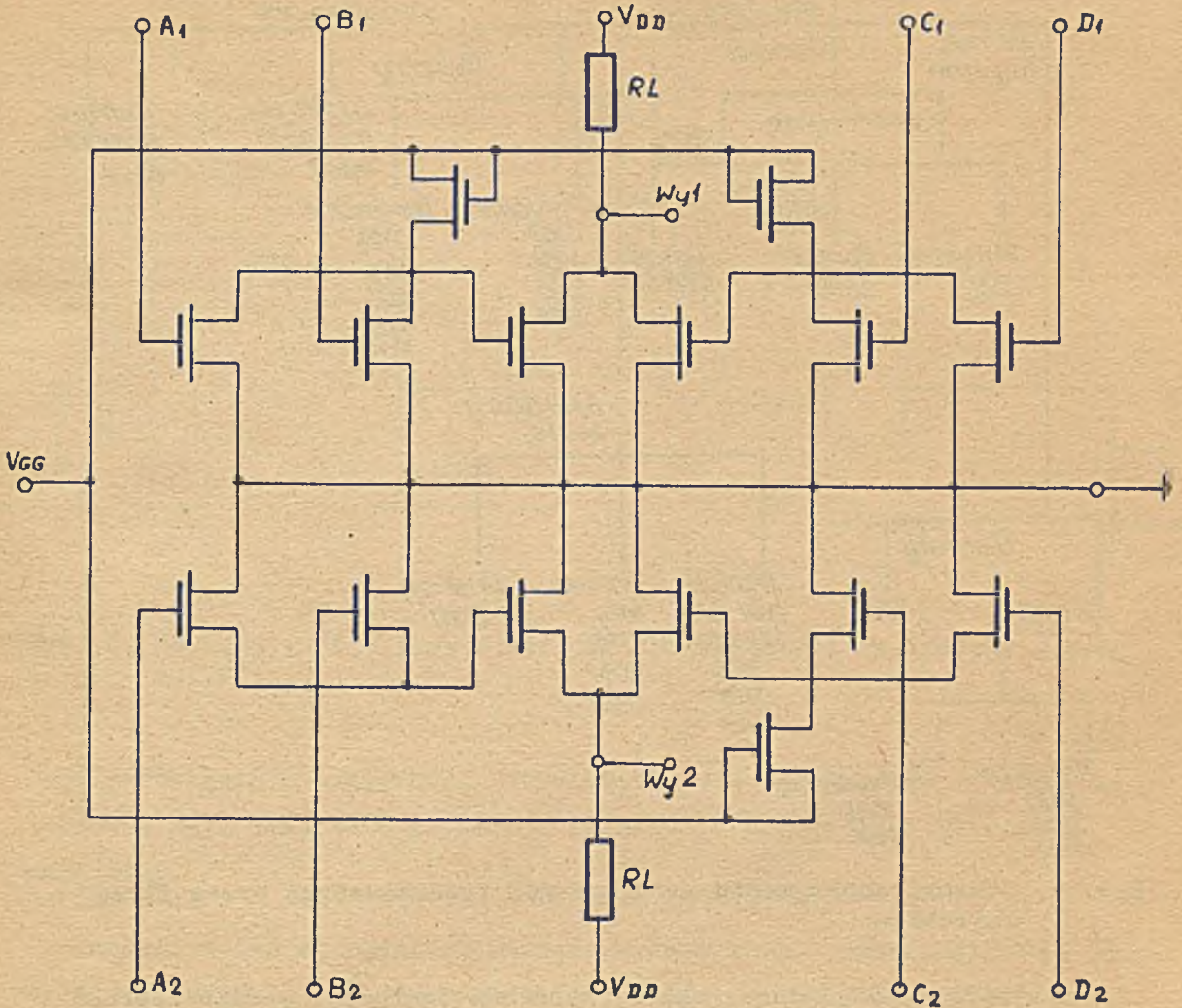
Napięcie zasilające	$\pm 22V$
Moc strat	500 mW
Wejściowe napięcie różnicowe	$\pm 30V$
Napięcie wejściowe	$\pm 15V$
Temperatura pracy	-55 - +125°C

Texas Instr. wytwarza w wersji scalonej układy wybierające do pamięci ferrytowych, wzmacniacze odczytu i inne układy specjalizowane. Coraz powszechniej produkowane są scalone regulatory napięcia.

Specyficzną cechą dziedziny mikroukładów liniowych jest to, że poza standardową listą układów firmy opracowują wiele układów specjalizowanych na podstawie bezpośrednich porozumień z klientem. Takie działanie jest w pełni opłacalne, gdyż dzięki zautomatyzowaniu produkcji oraz opanowaniu projektowania /z wykorzystaniem EMC/ pracochłonność nowych opracowań i koszty wyraźnie się obniżyły. A to z kolei powoduje gwałtowne zwiększenie obrotów handlowych w tej dziedzinie. Przewiduje się, że w 1969 r. wpływy ze sprzedaży mikroukładów liniowych w W. Brytanii będą wynosiły około 3.000.000 funtów.

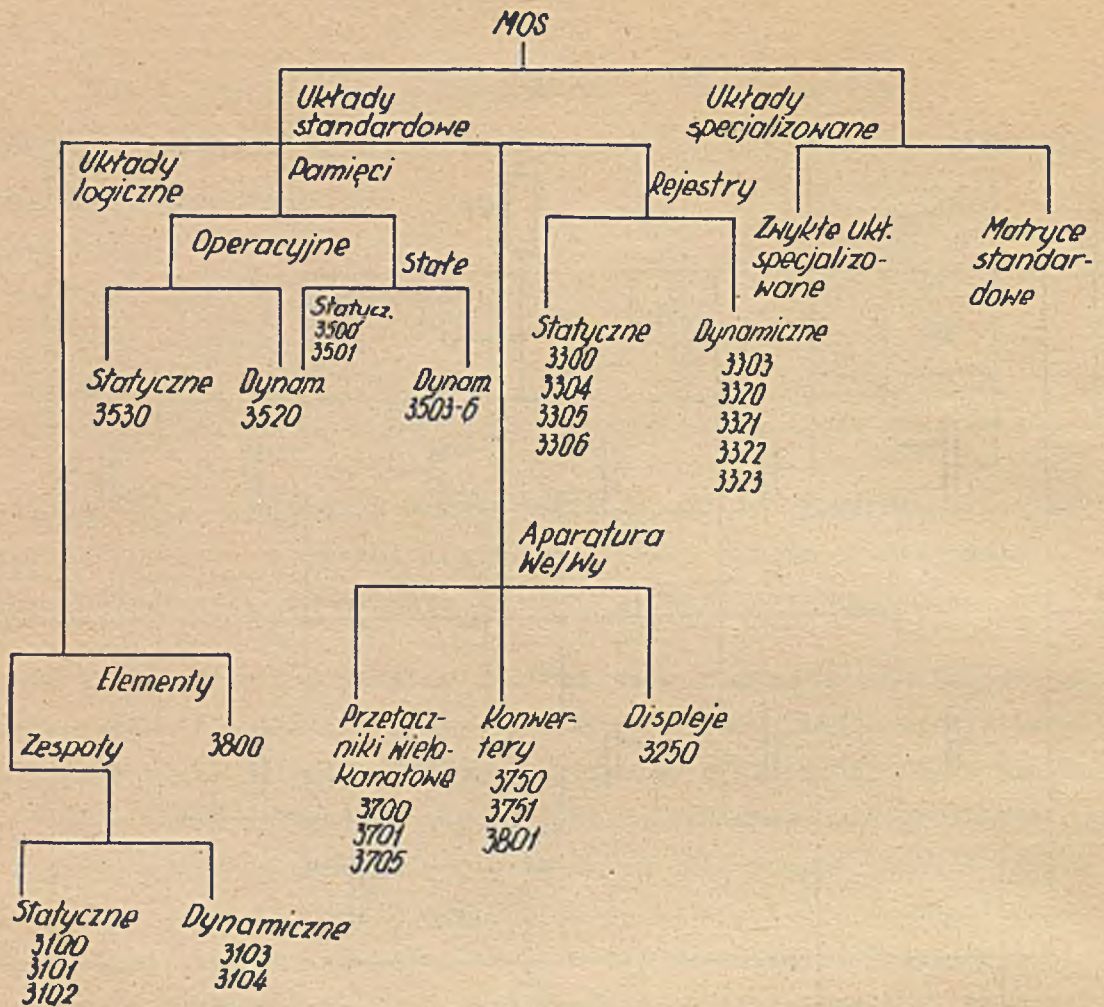
### 2.3. M i k r o u k ł a d y s c a l o n e t y p u M O S

Największy rozwój dał się jednak zaobserwować w opanowaniu produkcyjnym technologii mikroukładów z tranzystorami unipolarnymi. Schemat elementu logicznego zrealizowanego tą techniką przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Dwukrotny element logiczny  $(A+B)/(C+D)$  w wersji MOS

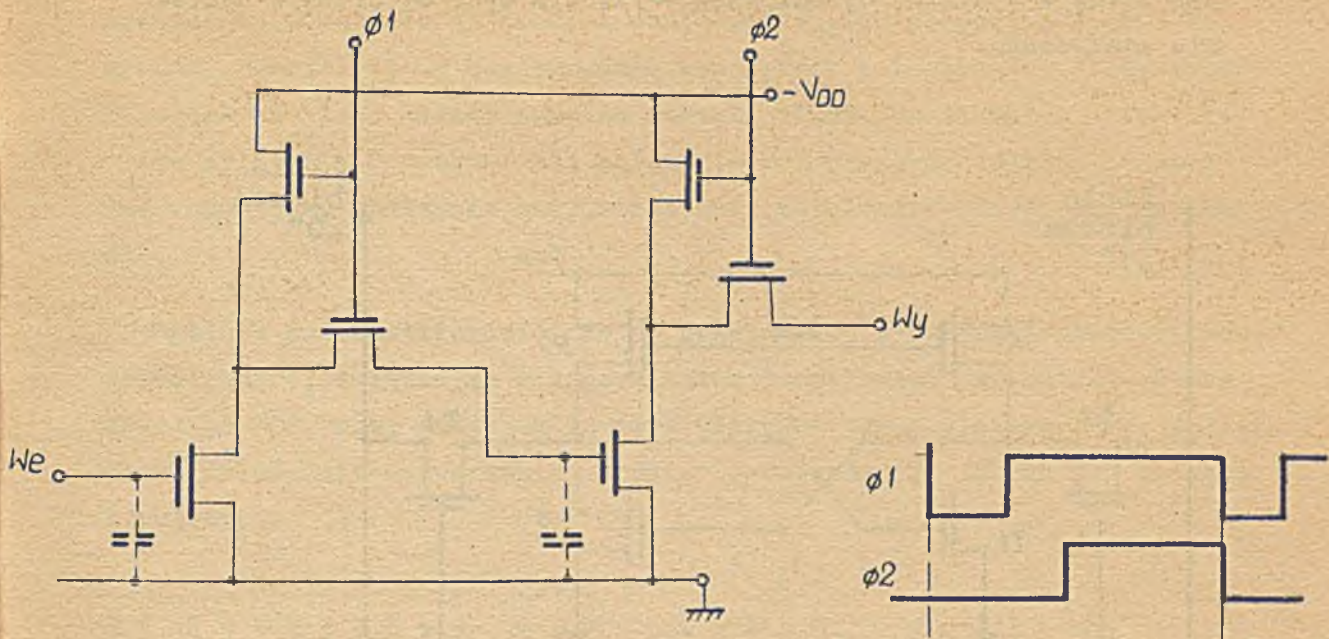
Prostsza technologia wytwarzania elementów tego typu umożliwia znaczne zwiększenie stopnia integracji i praktyczne wkroczenie w obszar integracji wielkoskalowej /LSI/. Obraz możliwości funkcjonalnych układów typu MOS charakteryzuje poniższy wykres, odnoszący się do asortymentu wyrobów firmy Fairchild /rys. 5/:



Rys. 5. Schemat asortymentu struktur MOS produkowanych przez firmę Fairchild

Jak wynika z powyższego, układy typu MOS pokrywają bardzo szeroki zakres zastosowań. W użyciu są dwa systemy realizacji układów: system statyczny /sprężenia stałoprądowe/, bazujący na rozwiązaniach stosowanych uprzednio w technice bipolarnej, oraz system dynamiczny, wymagający impulsów taktujących i wywodzący się z techniki lampowej. Wprowadzenie wielofazowych systemów zegarowych znacznie upraszcza strukturę układów, zmniejsza ich wymiary, obniża moc strat, a tym samym w sposób decydujący wpływa na obniżenie ceny. Ponadto umożliwia znacznie szybsze działanie układów. Szczególne korzyści osiągnięto przy realizacji bardzo długich rejestrów przesuwających /ponad 100 bitów/ oraz różnych typów pamięci stałych /ROM/ i pamięci z przypadkowym dostępem /RAM/. Przykład rozwiązania przerzutnika w systemie dwufazowym podano na rys. 6.





Rys. 6. Element pamiętający w dynamicznym rejestrze dwufazowym w wersji MOS

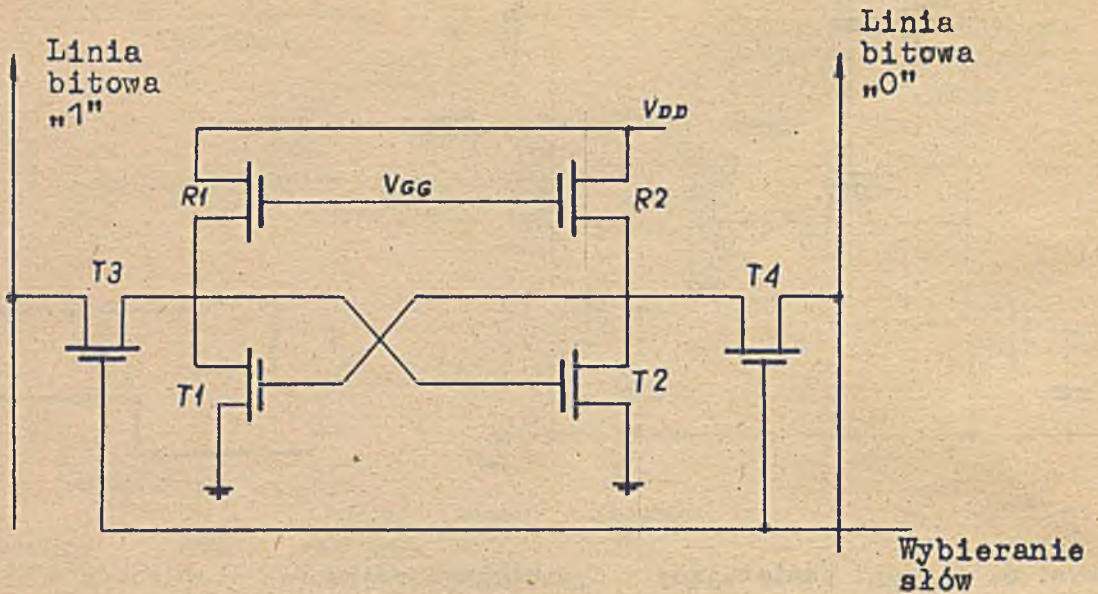
W porównaniu z pamięciami rdzeniowymi nowe rozwiązania są znacznie tańsze i mają taką samą pojemność informacji w objętości 5-krotnie mniejszej.

Pamięci stałe są podstawą nowoczesnych systemów sterowania EMC. Dąży się do uzyskania bardzo dużych pojemności - około 70.000 bitów na cal kwadratowy. Schemat komórki pamięci 64-bitowej typu RAM produkcji Motoroli /MC 1170/ o cyklu około  $2 \mu s$  pokazano na rys. 7.

Rejestry są wykorzystywane jako cyfrowe linie opóźniające lub układy pamięciowe. Bardzo niska cena /około 10 centów za bit/ powoduje, że znajdują one praktyczne zastosowanie w arytmometrach, systemach automatyki i innych.

Duży stopień scalenia umożliwia zastosowanie tej techniki do realizacji bardziej złożonych bloków funkcjonalnych, jak np.: 8-bitowego równoległego akumulatora /zespół sumatora z rejestrami/, za pomocą którego można wykonywać podstawowe operacje arytmetyczne: dodawanie,

odejmowanie, mnożenie i dzielenie; pamięci typu RAM o pojemności 256 bitów w systemie dynamicznym 4-fazowym oraz 64 bitów w systemie statycznym.



Rys. 7. Element pamięci RAM w wersji MOS

Zwiększanie stopnia integracji powoduje, że układy w coraz większej mierze stają się specjalizowane. W celu skrócenia cyklu produkcyjnego wybranego układu /podsystemu/ korzysta się ze standardowego zestawu elementarnych struktur /tzw. mikromosaiki/, które następnie łączy się w określony sposób. Do symulacji działania projektowanej sieci logicznej służy specjalny zestaw programów przetwarzających dane wejściowe za pomocą EMC.

Duże osiągnięcia w zakresie produkcji mikroukładów typu MOS ma firma Texas Instr., które pierwsza rozpoczęła seryjną produkcję wielobitowych rejestrów statycznych. Aktualny zestaw układów tej firmy zawiera elementy cyfrowe logiczne i pamiętające, 16, 32, 64 i 100-bitowe rejestry, pamięci RAM 16 x 16 bitów i pamięci ROM 2240 bitów.

Bardzo duże zestawy mikroukładów typu MOS produkują firmy Marconi /ok. 50 typów/ i Plessey. Ciekawą technologię zaprezentowała firma Ge-

neral Instruments, wprowadzając do układu dodatkową izolację z azotku krzemu, co pozwoliło na znaczne obniżenie napięć progowych bramki logicznej. Umożliwia to bezpośrednią współpracę z logicznymi elementami bipolarnymi. Nowe układy nazwane zostały MTONS /Metal Thick Oxide-Nitrite Silicon/. Dodatkowe ich zalety to rozszerzenie zakresu temperatur roboczych, obniżenie mocy strat oraz zwiększenie szybkości działania.

Ogólnie można stwierdzić, że po przełamaniu głównych trudności technologicznych, związanych z zapewnieniem stabilności parametrów elementów typu MOS, nowy kierunek zaczyna odgrywać coraz większą rolę, zwłaszcza w dziedzinie wytwarzania struktur jednorodnych, takich jak pamięci i rejestry.

#### 2.4. H y b r y d o w e   m i k r o u k ł a d y   s c a l o n e

Mimo dynamicznego rozwoju technologii półprzewodnikowych szereg firm zajmuje się w dalszym ciągu produkcją mikroukładów hybrydowych: Plessey, Ferranti, Sprague, Wewlyn, LCC i inne. Bardzo często zdarza się, że w tej samej firmie wytwarzane są mikroukłady półprzewodnikowe i hybrydowe /np. Plessey/.

Trudno jest w tej chwili ocenić, która ze stosowanych technologii nanoszenia warstw oporowych i pojemnościowych jest bardziej perspektywiczna. W różnych firmach preferowane są różne systemy /cienkie i grube warstwy/, a bardzo często firma dysponuje dwiema technologiami i o wykorzystaniu ich decyduje przeznaczenie mikroukładów.

Standardy stosowanych obudów są bardzo zróżnicowane zarówno pod względem materiałowym jak i wymiarowym. Stosowane są obudowy ceramiczne i prasowane na zimno z żywic /t r a n s f e r   m o l d i n g/. Elementy półprzewodnikowe dla układów hybrydowych umieszczane są w specjalnych obudowach /ceratab - Cosem, seria Micro E - Ferranti/.

Szeroki zakres różnych oporności i pojemności umożliwia budowę bardzo wielu mikroukładów, które są trudne do zrealizowania w monolitycznej wersji półprzewodnikowej. Krótki czas opracowania tego typu układów oraz duża elastyczność technologii uzasadniają celowość zastosowania tej techniki do wykonywania układów specjalizowanych.

### 3. Złącza

Bardzo ważną rolę w konstrukcjach EMC odgrywają złącza, których jakość w zasadniczy sposób rzutuje na parametry niezawodnościowe systemu.

Szczególne uwagę zwrócono na złącza płaskie do obwodów drukowanych oraz na złącza mufowe wieloszpilekowe do połączeń międzyramowych i międzyszafowych, oferowane w bardzo bogatym asortymencie, m. in.:

- . złącza szpilekowe w obudowach okrągłych /mufowe/ do zaciskania przewodów,
- . złącza szpilekowe w obudowach prostokątnych z końcówkami do zaciskania przewodów /także kabli koncentrycznych/,
- . złącza krawędziowe płaskie do współpracy z płytką z obwodem drukowanym.

Podstawowe cechy nowoczesnych złącz omówimy na przykładzie rozwiązań konstrukcyjnych firm UECL /złącza krawędziowe/ i BICC-BURNDY /złącza szpilekowe/.

Firma UECL lansuje od niedawna złącza krawędziowe bezpośrednie, tzw. modułowe, o dowolnej liczbie styków z końcówkami do lutowania, owijania, miniowijania i wlutowywania w płytę wielowarstwową z obwodem drukowanym. Ten typ złącz wydaje się być najodpowiedniejszym do zastosowania w EMC III generacji, a w szczególności złącza serii 562, posiadające styki rozmieszczone w podziałce 0,15" /3,81 mm/ i końcówki przystosowane do miniowijania i lutowania.

W zależności od życzeń klienta złącza te mogą być wykonywane w wersji jednostronnej lub dwustronnej /styki po jednej lub po obu stronach gniazda/, o liczbie styków 5 ÷ 62 w jednym rzędzie. Styki złącza pokryte są złotem, którego warstwa w zależności od przeznaczenia ma grubość 0,75 ÷ 5  $\mu$ m. Gniazdo złącza przewidziane jest do mocowania za pomocą uchwytów plastikowych lub metalowych, wzajemnie zamiennych. Ponadto złącze może być zaopatrzone w wymienne wkładki plastikowe /klucze/ służące do prawidłowego ustawienia płytki z obwodem drukowanym względem styków lub zabezpieczające przed wsunięciem płytki w odwróconej pozycji albo w niewłaściwe miejsce w kasecie.

Wykaz złącz modułowych firmy UECL podano w tabeli 6.

Tabela 6

Wykaz złącz modułowych firmy UECL dla płytki o grubości 1/16"

Seria	Podziałka styków	Liczba styków	Typ końcówek
5170	2,54 mm 0,100"	5 ÷ 85 10 ÷ 170	do lutowania, lutowania na fali, miniowijania
562	3,81 mm 0,150"	5 ÷ 62 10 ÷ 124	do lutowania, lutowania na fali, miniowijania, owijania
5124	3,96 mm 0,156"	5 ÷ 62 10 ÷ 124	do lutowania, lutowania na fali, miniowijania, owijania
586	5,08 mm 0,200"	6 ÷ 35 12 ÷ 70	do lutowania, owijania

Do owijania przewodów na końcówkach złącza firma UECL zaleca narzędzia firmy Standard Pneumatic. Narzędzia te, demonstrowane na stoisku firmy, mogą być napędzane ręcznie, pneumatycznie lub elektrycznie. Dodatkowo mogą być one wyposażone w oprzyrządowanie pozwalające na zdejmowanie izolacji z przewodu i przygotowanie go do owinięcia.

Firma BICC-BURNDY zaprezentowała cały asortyment złącz szpilkowych w obudowach okrągłych i prostokątnych. Złącza takie stosowane są do "interface" w maszynach ICL serii 1900, jak też w mechanizmie drukującym ICL 666, którego produkcja jest uruchamiana w kraju. Element stykowy złącza /tzn. szpilka i tulejka/ budowany jest w dwóch wariantach wymiarowych /średnica szpilki około 1,5 mm i 1,0 mm/. Końcówki złącz przeznaczone są do zaciskania pojedynczych przewodów, jak też miniaturowych kabli koncentrycznych.

Złącza o obudowach prostokątnych produkowane są w licznych wariantach z liczbą styków w granicach 14 ÷ 75 dla szpilek o większej średnicy i do 104 dla szpilek o mniejszej średnicy. Złącza w obudowach

okrągłych produkowane są o liczbach styków  $3 \div 61$ . Obciążalność nominalna styków - w zależności od średnicy - wynosi 7,5A i 13A, a temperatura pracy od  $-55^{\circ}\text{C}$  do  $125^{\circ}\text{C}$ . Styki pokryte są twardym złotem w sposób bezpośredni lub na podkładzie srebra względnie niklu.

Zasada montażu przewodów polega na zaciśnięciu przewodu odpowiednim narzędziem na końcówce szpilki lub tulejki, a następnie wsunięciu tak przygotowanych zespołów stykowych w obudowy, w których ulegają one zakleszczeniu. Celem wyjęcia elementu stykowego z obudowy należy użyć specjalnego narzędzia.

Oprócz złącz firma BICC-BURNDY prezentowała także duży asortyment narzędzi do zaciskania przewodów, jak też przyrządów do wyjmowania elementów stykowych z obudowy. Spośród narzędzi do zaciskania najbardziej interesującym /przy produkcji wielkoseryjnej/ było urządzenie pozwalające zaciskać przewody półautomatycznie.

Wśród wystawców znalazły się również dwie firmy przedstawiające specjalne złącza do elastycznych kabli płaskich, a mianowicie Belling-Lee Components i MB Metals Ltd. Konstrukcje te różnią się w zasadzie od typowych złącz krawędziowych /których współpracę z kablami płaskimi demonstrowało wiele firm/ tylko tym, że posiadają dodatkowe obudowy i elementy mocujące, zabezpieczające przed wyciągnięciem kabla ze złącza. Zasada współpracy z kablem złącz specjalnych i złącz krawędziowych jest taka sama. Koniec kabla płaskiego, po zdjęciu z jednej jego strony warstwy izolacyjnej, zostaje zagięty o  $180^{\circ}$  tak, aby przewody odizolowane pozostały na wierzchu. Z kolei w zagięcie wkładana jest płytka z materiału usztywniającego, tworząc w połączeniu z kablem /np. przez sklejenie/ sztywny koniec przeznaczony bezpośrednio do wetknięcia w gniazdo złącza krawędziowego.

#### 4. Laminaty do obwodów drukowanych

Duży asortyment laminatów foliowanych miedzią na obwody drukowane, jak też materiałów do wytwarzania płyt wielowarstwowych wystawiała w zasadzie tylko jedna firma brytyjska Formica Ltd. Demonstrowała ona nie tylko cienkowieńskie laminaty z folią miedzianą, niespolimeryzowane przekładki do prasowania i inne podstawowe materiały wyjściowe do

wykonywania płyt wielowarstwowych, lecz także wzory gotowych płyt. Pośród produkowanych przez firmę laminatów szklano-epoksydowych przeznaczonych do wytwarzania płyt wielowarstwowych wyliczyć można 7 odmian grubościowych /od około 0,1 mm do około 1 mm/ o dwóch grubościach folii miedzianej: 0,038 mm lub 0,076 mm. /Wymiary płyt podano w tabeli 7/.

Tabela 7

Płyty szklano-epoksydowe foliowane miedzią dla obwodów drukowanych wielowarstwowych /prod. firma Formica/

Grubość płyty nośnej /mm/	Grubość płyt foliowanych /mm/				Tolerancja grubości płyty foliowanej /mm/
	folia 0,038 mm		folia 0,076 mm		
	jednostronna	dwustronna	jednostronna	dwustronna	
0,102	0,140	0,178	0,178	0,254	± 0,025
0,165	0,203	0,241	0,241	0,316	± 0,051
0,330	0,368	0,406	0,406	0,483	± 0,051
0,432	0,470	0,508	0,508	0,584	± 0,076
0,635	0,673	0,711	0,711	0,784	± 0,076
0,736	0,775	0,813	0,813	0,889	± 0,102
0,991	1,029	1,067	1,067	1,143	± 0,114

### 5. Konstrukcje nośne i pomocnicze

Konstrukcje nośne wystawiane były przez kilka firm: Vero Electronics Ltd, Alfred Imhof Ltd, West Hyde Developments Ltd, Hallam Sleigh and Cheston Ltd, Bedco Ltd, APT Electronic Industries Ltd.

Na stoiskach wyszczególnionych firm demonstrowane były wszelkiego rodzaju gotowe konstrukcje, jak: szafy, stojaki, panele, kasety, chasis oraz typowe płytki z obwodami drukowanymi do wykonywania na nich montażu elementów metodą laboratoryjną. Konstrukcje te, zaprojektowane systemem modułowym, pozwalają w szybki i prosty sposób składać i montować różnorodne urządzenia. Oczywiście stopień wykorzystania miejsca

w tak wykonywanych urządzeniach nie jest zbyt wysoki, co jednak przy produkcji jednostkowej, bądź w badaniach laboratoryjnych nie ma większego znaczenia. Firmy te demonstrowały również elementy, z których można składać dowolne konstrukcje. Wymienić tu należy wszelkiego rodzaju kształtowniki nośne, naroża, podstawy, kółka jezdne, prowadnice teleskopowe, płyty czołowe, drzwi, rączki, uchwyty itp. Elementy te montuje się w prosty sposób, skręcając je śrubami. W ten sposób można uzyskać lepszy stopień wykorzystania objętości urządzenia niż w przypadku zakupu w pełni gotowych i zmontowanych typowych konstrukcji mechanicznych.

Elementy wentylacji /wentylatory, filtry itp./ demonstrowane były w bogatym asortymencie przez wyspecjalizowane firmy z tej branży, a mianowicie: Service Electric Co Ltd, AK. Faus Ltd, Vero Electronics Ltd. Na szczególne wyróżnienie zasługują wentylatory osiowe cichobieżne. Wentylatory te napędzane są specjalnymi płaskimi silnikami małogabarytowymi. Posiadają one wirniki wielołopatkowe, wykonane z tworzywa sztucznego lub metalu, pracujące w tunelu o przekroju okrągłym. Kształt łopatek jest dokładnie opracowany pod względem aerodynamicznym, co zapewnia dużą wydajność przy małej mocy silnika, pozwala na uzyskanie znacznego ciśnienia /nawet do 8 mm słupa wody/ oraz nie powoduje występowania szumów przepływu. Wentylatory te budowane są dla różnych strumieni powietrza i mocy silników. Gabaryty ich dopasowane są w zasadzie do wymiarów spotykanych kaset i szaf.

Oprócz wentylatorów osiowych demonstrowano także wentylatory turbinowe typu osiowo-promieniowego. Wentylatory te mają wprawdzie większą wydajność, lecz wymagają znacznej mocy silników i ze względu na kształt obudowy zajmują dużo miejsca.

Z przeglądu wystawianych konstrukcji wentylatorów widać, że zagadnienie projektowania i budowy dobrych zespołów wentylacyjnych zależy od gruntownej analizy aerodynamicznej całego zespołu oraz od posiadania silników małogabarytowych i cichobieżnych.



## 6. Przewody i kable

Przewody i kable wystawiane były przez stosunkowo niewielką liczbę firm. Wśród eksponatów dominowały przewody elastyczne, przewody do owijania oraz kable koncentryczne miniaturowe do złączy koncentrycznych szpilkowych.

Przewody do owijania i miniowijania były wystawiane przez firmę British Insulated Callender's Cables Ltd /BICC/. Firma ta oferuje przewody do owijania w różnego rodzaju izolacji, jak nylon, PCV, kapton i kynar. Najbardziej zalecanymi dla maszyn cyfrowych są przewody w izolacji z kynaru o grubości warstwy izolacyjnej 0,13 mm, mogące pracować w temperaturze do 130°C. Przewody te posiadają dużą elastyczność, dobre właściwości elektryczne i wysoką odporność na działanie środków chemicznych i ciepła. Dodatkową ich zaletą jest łatwe usuwanie izolacji. Są one produkowane w zakresie średnic: 0,254 ÷ 0,643 mm /grubość żyły/.

Firma BICC produkuje również przewody płaskie w postaci wieloprzewodowych taśm elastycznych o równoległych przewodach i dowolnej długości. Występują one w dwóch odmianach: nieekranowane i ekranowane podwójną warstwą folii miedzianej. Podział rozstawienia poszczególnych żył może być różny - w granicach 1,905 ÷ 3,81 mm. Przewody te można zwijać w rolki oraz układać w harmonijki, co pozwala na stosunkowo małej przestrzeni lokalizować zapasy przewodu dla dokonywania przemieszczeń /np. wychylanie, obracanie/ zespołów, do których są dołączone taśmy.

Przewody elastyczne wykonane w postaci cienkowarstwowych obwodów drukowanych wystawiane były przez szereg firm, a między innymi przez: Formica, MB Metals Ltd, OPSEC Ltd, Schjedahl G.T. Company, BICC Ltd.

Przewody tego typu mają obecnie duże zastosowanie. Są one używane powszechnie w różnego rodzaju urządzeniach, szczególnie w przypadku małej ilości miejsca przeznaczonego na kable. Przewody tego typu muszą być projektowane indywidualnie, zaś technologia ich wytwarzania niewiele odbiega od technologii wytwarzania płytek z obwodami drukowanymi.

## 7. Aparatura do kontroli płyt wielowarstwowych

Aparatura do kontroli płyt z obwodem drukowanym była wystawiana przez firmę Vision Engineering Ltd. Były to lupy o dużych powiększeniach, mikroskopy stereoskopowe, mikroskopy porównawcze /komparatory/ oraz aparatura do kontroli otworów. Na szczególną uwagę zasługiwał aparat do badania jakości metalizowanych otworów. Aparat ten, zbudowany na zasadzie mikroskopu, pozwala dzięki zastosowaniu szerokokątnego obiektywu obserwować w dużym powiększeniu metalizowane wnętrze otworu, widoczne w postaci stożka. Badanie otworów tą metodą przebiega wprawdzie wolno ze względu na konieczność indywidualnego ustawiania mikroskopu nad każdym otworem, jednakże jakość uzyskiwanych wyników jest bardzo wysoka.

Do interesujących przyrządów demonstrowanych przez tę firmę należy również zaliczyć podwójny mikroskop komparacyjny. Przyrząd ten pozwala obserwować sprawdzany przedmiot /np. płytkę z otworami i obwodem drukowanym/ na tle wzorca, co w prosty sposób porównawczy umożliwia wykrycie braków i usterek /źle położony otwór, brak otworu, źle wytrawione ścieżki itp./.

Urządzenia pomocnicze do sporządzania matryc obwodów były wystawiane przez dwie firmy: Krisson Equipment Ltd i Circuit-tape Ltd. Pierwsza z firm prezentowała różnorodne urządzenia i pomoce do kreśleń, jak stoły kreślarskie, stoły podświetlane, siatki wzorcowe, druga zaś firma prezentowała symbole, znaki, litery na taśmach do wyklejania matryc obwodów drukowanych i sporządzania dokumentacji.

Mgr inż. Wiesław WEGORZEWSKI  
Instytut Technologii Elektronowej PAN  
Warszawa

661.8.46:661.86:621.  
382.2004.14:681.325.6:  
681.327.66

## MOŻLIWOŚCI ZASTOSOWANIA ELEMENTÓW GUNNA W MASZYNACH MATEMATYCZNYCH

### 1. Wstęp

W roku 1963 J.B. Gunn badając szумы w półprzewodnikach otrzymał silne oscylacje w zakresie mikrofal dla niektórych próbek z arsenku galu i fosforku indu, gdy natężenie pola elektrycznego w półprzewodniku osiągało wartość rzędu kilku kV/cm [1, 2]. To nowe zjawisko nazwane powszechnie efektem Gunna było przewidziane przez teorię znacznie wcześniej. Między innymi w roku 1961 B.K. Ridley i T.B. Watkins z Laboratorium Mullarda w Anglii wykazali możliwość istnienia objętościowej ujemnej rezystancji w półprzewodnikach posiadających wielokrotne minima w paśmie przewodnictwa [3]. C. Hilsum podał, że takie własności powinien mieć arsenek galu typu n i obliczył progowe natężenie pola elektrycznego dla tego materiału, otrzymując prawie poprawną wartość 3000 V/cm. Zaproponował wykonanie generatorów i wzmacniaczy bardzo wielkiej częstotliwości opartych na przewidywanych efektach [4]. Po odkryciu zjawiska przez J.B. Gunna nastąpił gwałtowny wzrost liczby prac teoretycznych i doświadczalnych od pojedynczych prac przed 63 rokiem do ponad stu prac opublikowanych tylko w roku 1966 [5].

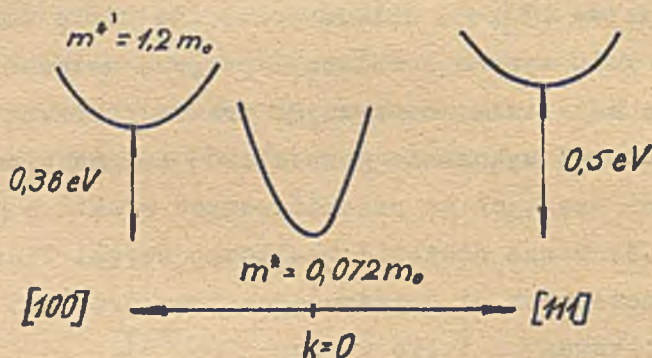
Obok intensywnego badania podstaw fizycznych zjawiska nastąpiły pierwsze udane próby wykonania prostych generatorów mikrofal. W grudniu 1966 roku firma Mullard oferowała generatory Gunna wymagające napięcia zasilania 6V, generujące falę ciągłą w paśmie X z mocą wyjściową 5 mW przy mocy pobieranej 1 W. Podobne generatory wykonywane były w tym okresie przez japońską firmę Mitsubishi Electric Corporation. Jednocześnie zwrócona została większa uwaga na monokrystaliczne warstwy epitaksjalne

z podłożem izolacyjnym. Do pierwszych prac z tego zakresu należą prace opublikowane przez W. Posińskiego. Autor omawia w nich zarówno wpływ technologii elementów Gunna na powstające oscylacje [6], jak też przedstawia możliwość wykorzystania takiej struktury przy badaniach niejednorodności materiału półprzewodnikowego w polu magnetycznym [7].

## 2. Zarys teorii

Dla półprzewodników, które mają wielokrotne minima w pasmie przewodnictwa, jak to pokazano na rys. 1 dla arsenku galu, wytworzenie odpowiednio wysokiego natężenia pola elektrycznego wewnątrz półprzewodnika powoduje przejście elektronów do wyższego minimum. Z przejściem tym związana jest zmiana tensora masy efektywnej elektronu. Zmienia się też ruchliwość elektronu. Warunkiem przejścia elektronów z minimum niższego do minimum wyższego jest uzyskanie przez elektrony energii równej różnicy energetycznej minimów.

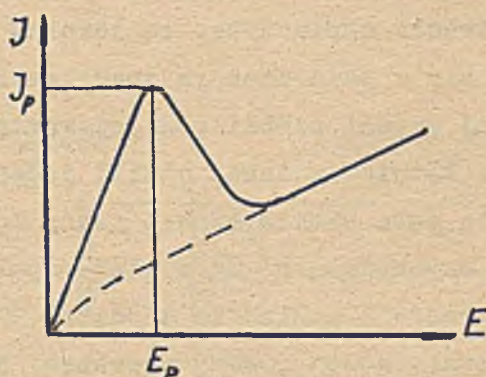
W arsenku galu typu n, dla którego zjawisko omawiane jest najłatwiej obserwować doświadczalnie, ruchliwość elektronów zmienia się od wartości kilku tysięcy  $[\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}]$  charakterystycznej dla niskich natężeń pola elektrycznego, do wartości szacowanej na 100 do 300  $[\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}]$  dla natężeń pola elektrycznego przekraczających wartość progową wynoszącą 3200 V/cm.



Rys. 1. Schemat poziomów energetycznych dla Ga As w pasmie przewodnictwa

Ruchliwość nośników uzależniona w taki sposób od natężenia pola elektrycznego powoduje powstanie charakterystyki o przebiegu pokazanym na rys. 2. Jest to odpowiednik zależności prądowo-napięciowej typu N z charakterystycznym obszarem ujemnej rezystancji różniczkowej.

Rozpatrzmy teraz zjawiska powstające w geometrycznie prostej próbce z jednorodnego półprzewodnika o charakterystyce jak na rys. 2. Niech próbka ma kształt prostopadłościanu, którego dwie przeciwległe ściany są jednocześnie kontaktami o liniowej charakterystyce prądowo-napięciowej bez złącza n-p. Nasz element podłączamy do źródła napięciowego. Dla natężeń pól nie przekraczających natężenia progowego  $E_p$ , próbka wykazuje charakterystyczną dla niej rezystancję wynikającą z wymiarów próbki, gęstości nośników i ich ruchliwości. Prąd w obwodzie jest jednoznacznie funkcją przyłożonego na próbkę napięcia.



Rys. 2. Gęstość prądu w zależności od natężenia pola elektrycznego w półprzewodniku mającym wielokrotne minima w pasmie przewodnictwa

Jeżeli napięcie na próbce zwiększymy tak, aby natężenie pola elektrycznego przekroczyło wartość progową  $E_p$  - wówczas znajdziemy się w obszarze ujemnej rezystancji różniczkowej. W jednorodnej dotąd próbce powstają różne pod względem elektrycznym obszary<sup>\*</sup>

W dotychczas opublikowanych doświadczeniach po przekroczeniu progowego natężenia pola otrzymywano wyłącznie drgania prądu związane z przejściem przez próbkę domeny silnego pola. Dlatego dalsze rozważania dotyczyć będą tylko pierwszego przypadku.

<sup>\*</sup> Według J.A. Copelanda [8] w zależności od wielkości przyłożonego napięcia i długości próbki powstać mogą konfiguracje czterech typów:

- . domena silnego pola,
- . domena słabego pola,
- . warstwa wzbogacona,
- . warstwa zubożona.

Jak już wiemy przekroczenie natężenia progowego  $E_p$  powoduje to, że część elektronów przechodząc do wyższego minimum zmniejsza nagle swoją ruchliwość i przemieszcza się wolniej pod wpływem takiego samego pola elektrycznego. Nawet w wypadku idealnie jednorodnej próbki półprzewodnika musimy dopuścić istnienie statystycznych fluktuacji nośników i związanych z tym fluktuacji pola elektrycznego wewnątrz półprzewodnika.

W obszarze, w którym natężenie pola jest w danej chwili najwyższe, największa ilość elektronów przejdzie do wyższego minimum. "Ciężkie elektrony" przemieszczając się wolniej w polu elektrycznym od pozostałych tworzą przed sobą lokalne, wyższe pole elektryczne. Jeżeli do próbki przyłączone jest źródło napięciowe, to lokalny wzrost natężenia pola elektrycznego wiąże się z jednoczesnym spadkiem natężenia pola elektrycznego w pozostałej części próbki poniżej wartości progowej  $E_p$ . Dzięki temu w próbce może istnieć w danej chwili jeden rozbudowany obszar wysokiego natężenia pola elektrycznego zwany domeną. Domena przesuwa się wzdłuż próbki z szybkością równą w pierwszym przybliżeniu szybkości unoszenia elektronów i zanika na anodzie. W momencie zaniku powstają warunki do powstania nowej domeny w próbce. Nowa domena zaczyna znowu wzrastać w obszarze lokalnego najwyższego natężenia pola elektrycznego i cykl się powtarza.

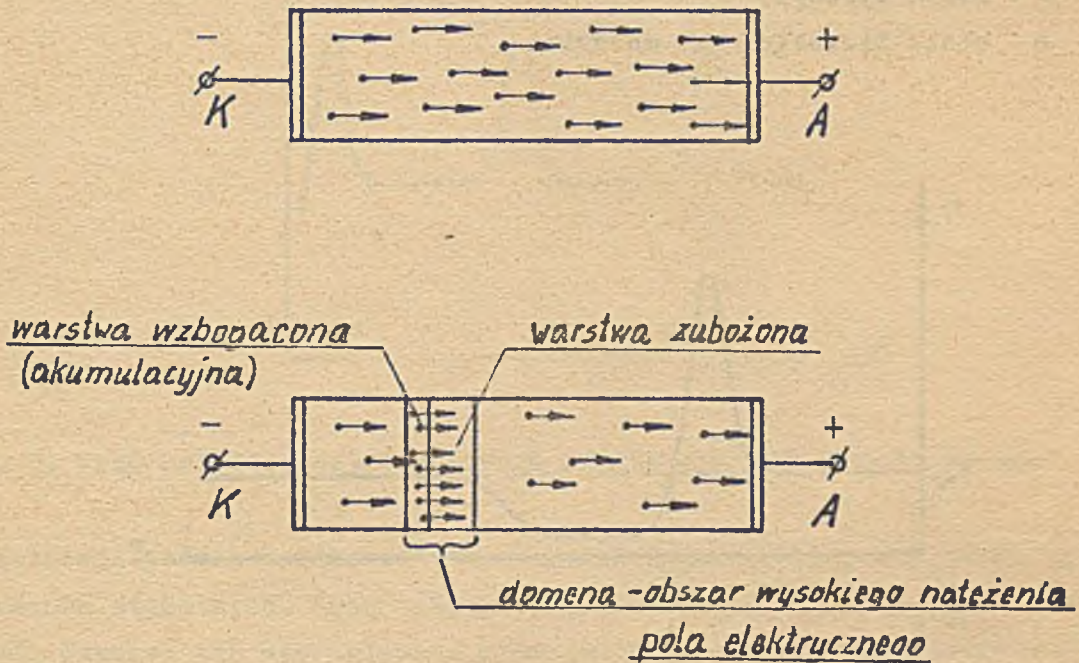
W praktyce lokalne obszary większych natężeń pola elektrycznego występują przy elektrodach. Jest to związane z niejednorodnościami, które powstają w trakcie wykonywania kontaktów. Szanse przetrwania ma tylko ta domena, która powstaje przy katodzie. Otrzymujemy okresowe zmiany natężenia prądu płynącego w obwodzie, przy czym częstotliwość drgań określona jest wzorem:

$$f = \frac{V_{\text{unoszenia}}}{L}, \quad //1/$$

gdzie:

- f - częstotliwość otrzymywanych drgań prądu,
- V - średnia szybkość unoszenia nośników,
- L - długość próbki.

Średnia szybkość unoszenia nośników jest w interesującym nas zakresie natężeń pola elektrycznego prawie stała i wynosi dla n - Ga As w temperaturze pokojowej  $10^7$  cm/s. Na rysunkach 3a i 3b przedstawiona jest poglądowo próbka przed i po powstaniu domeny.



Rys. 3. Regularna geometrycznie próbka z jednorodnego monokryształu n - GaAs przed i po powstaniu domeny

Gęstość nośników i zmiany natężenia pola elektrycznego wzdłuż długości próbki w danym momencie dla rozbudowanej domeny przedstawiają rysunki 4a i 4b. Podane przebiegi otrzymujemy z zależności  $J = f(E)$  naszkicowanej na rys. 2. Korzystamy przytem z następujących dwu równań jednowymiarowego równania Poissona

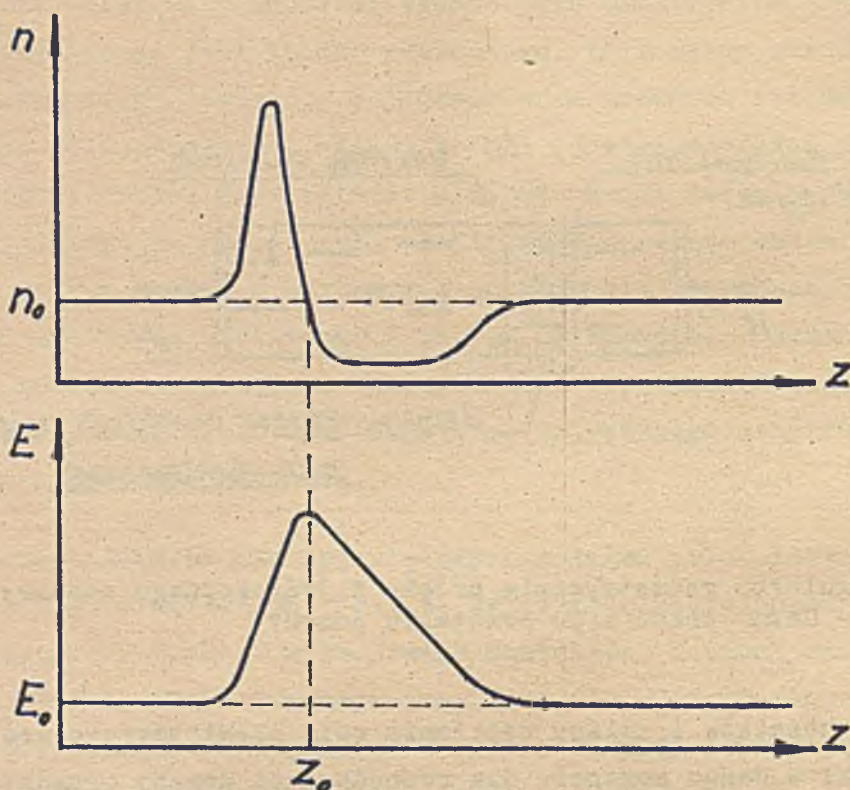
$$\frac{\partial E}{\partial z} = \frac{e}{\epsilon} (n - n_0) \quad /2/$$

oraz równania na prąd całkowity płynący przez próbkę, złożony z prądów przewodzenia, dyfuzji i przesunięcia

$$J = e n v (E) - e D \frac{\partial n}{\partial z} + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad /3/$$

gdzie:

- $e$  - ładunek elektronu,
- $n$  - gęstość elektronów,
- $n_0$  - gęstość donorów,
- $J$  - całkowita gęstość prądu,
- $D$  - stała dyfuzji,
- $\epsilon$  - stała dielektryczna materiału.



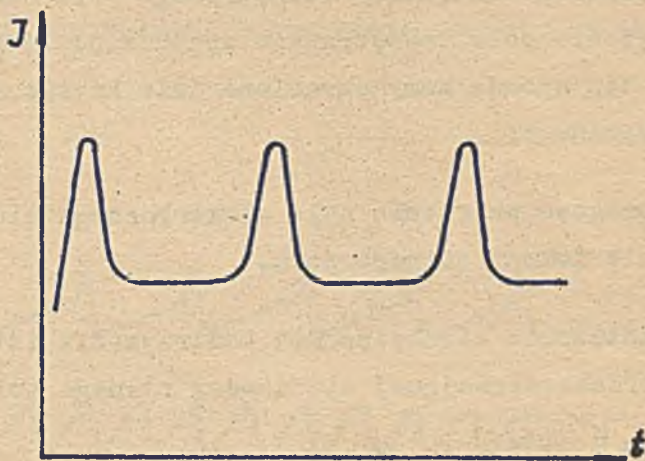
Rys. 4. Gęstość nośników i natężenie pola elektrycznego wzdłuż długości próbki z rozbudowaną domeną

Typowy przebieg prądu w czasie dla objętościowego oscylatora półprzewodnikowego został pokazany na rys. 5.

Efekt Gunna w swej czystej pierwotnej postaci charakteryzuje się tym, że częstotliwość oscylacji prądu /rys. 5/ nie zależy od wartości przyłożonego na próbkę napięcia /powyżej napięcia progowego  $E_p$ / - natomiast związana jest jednoznacznie z długością próbki zgodnie ze wzo-



rem /1/. Maxima prądu odpowiadają momentom zaniku domeny na anodzie, minima - przedziałom czasu, w których rozbudowana domena przemieszcza się w kierunku anody.



Rys. 5. Prąd katodowy objętościowego oscylatora półprzewodnikowego

Istnieje jednak bardzo istotny warunek ograniczający możliwość wytwarzania stabilnych, koherentnych drgań w n-GaAs w temperaturze pokojowej. Warunek ten sformułowany przez autorów szeregu prac teoretycznych [9, 10] sprowadza się do spełnienia nierówności /4/:

$$n L > 10^{12} \text{ cm}^{-2} \quad /4/$$

gdzie:

n - koncentracja nośników,

L - długość próbki.

Wyniki otrzymane doświadczalnie potwierdzają słuszność warunku /4/.

### 3. Realizacja niektórych funkcji układów elektronicznych

#### 3.1. Generacja przebiegów prądowych o określonym kształcie

Dla próbki wykonanej z jednorodnego półprzewodnika o kształcie wskazanym na rys. 6 natężenie wewnętrznego pola elektrycznego zmienia się stopniowo między elektrodami. Jeżeli elektroda o mniejszej powierzchni

stanowi katodę i natężenie pola elektrycznego przy niej przekracza wartość progową  $E_p$ , wówczas powstanie domena silnego pola wędrująca w kierunku anody. W trakcie tej wędrówki domena znajduje się w obszarze coraz niższego natężenia zewnętrznego pola elektrycznego i ginie, jeżeli natężenie pola zewnętrznego spadnie poniżej określonej wartości  $E_{min}$ . W ten sposób mamy określone dwie krytyczne wartości natężenia pola elektrycznego:

$E_p$  - progowe natężenie pola elektrycznego niezbędnego do utworzenia domeny silnego pola,

$E_{min}$  - natężenie niezbędne dla podtrzymania istnienia rozbudowanej, przemieszczającej się domeny silnego pola,

przy czym  $E_p > E_{min}$ .

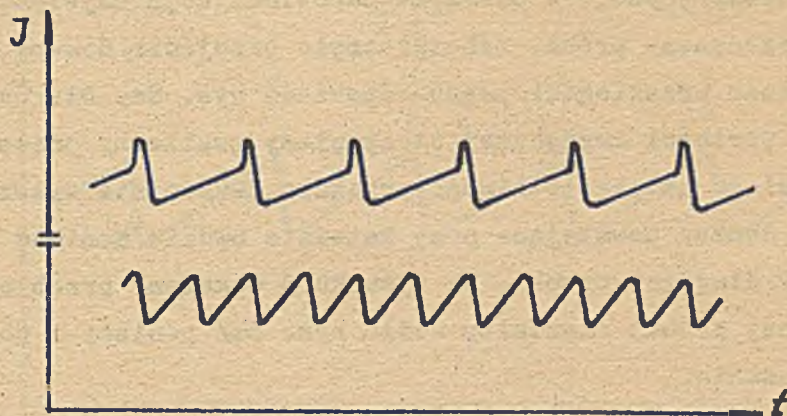


Rys. 6. Generator Gunna o kształcie umożliwiającym zmianę częstotliwości generowanej w zależności od wartości napięcia przyłożonego do elektrod

Dla wyższych wartości napięcia przyłożonego na próbkę droga przebywana przez domenę powstającą przy katodzie jest dłuższa i dłuższy jest czas przejścia. Tak więc dla coraz większych napięć uzyskiwać można coraz niższe częstotliwości aż do częstotliwości granicznej określonej wzorem /1/.

Możliwy zakres zmian częstotliwości uzyskiwanych w ten sposób sięga jednej oktawy. Kształt przebiegów prądu dla dwu różnych napięć został schematycznie przedstawiony na rys. 7. Jak widać z rysunku 7 położeniom domeny odpowiadającym większej powierzchni przekroju poprzecznego próbki odpowiada większe natężenie prądu płynącego przez próbkę. Fakt ten

umożliwia konstrukcję elementów Gunna o założonym z góry kształcie generowanych przebiegów prądowych. Możliwości te zostały przebadane i opisane w pracach Masahazu Shoji [11, 12, 13]. Schematyczny kształt próbek i odpowiadających im przebiegów prądu pokazano na rys. 8. Maksymalnym natężeniom prądu /pikom/ odpowiadają momenty zaniku domeny na anodzie,



Rys. 7. Przebiegi prądu płynącego przez generator Gunna z rysunku 6 dla dwu różnych napięć

Zupełnie podobne zmiany przebiegu natężenia prądu w czasie, jakie w przypadku jednorodnej próbki wywołuje zmiana powierzchni przekroju poprzecznego, zachodzą również w przypadkach:

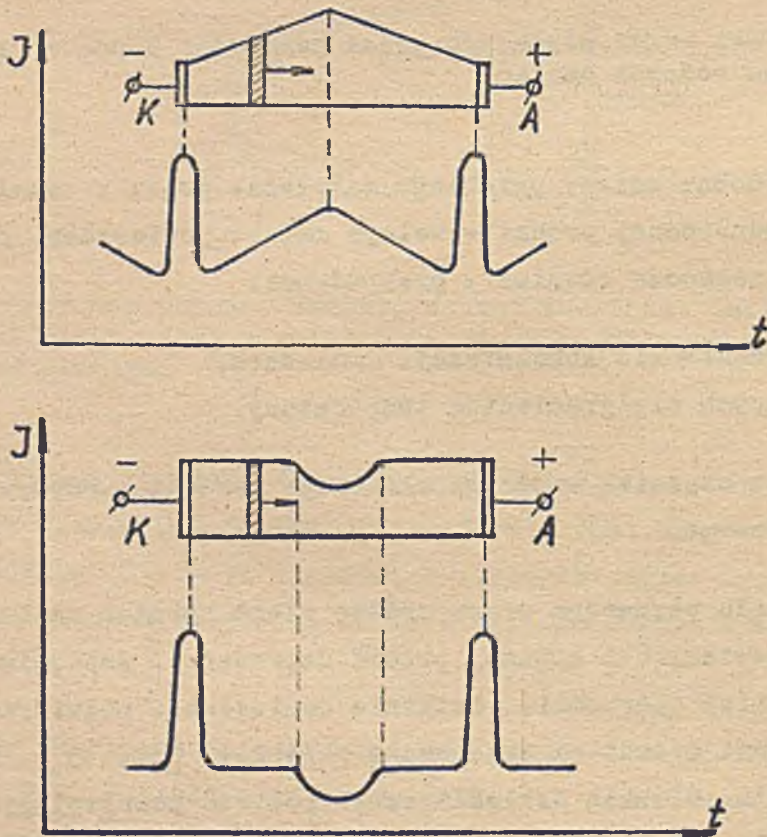
- . zmian w rozkładzie koncentracji domieszek,
- . utrzymujących się gradientów temperatury.

Wszystkie te czynniki wspólnie określają kształt otrzymywanego przebiegu prądowego.

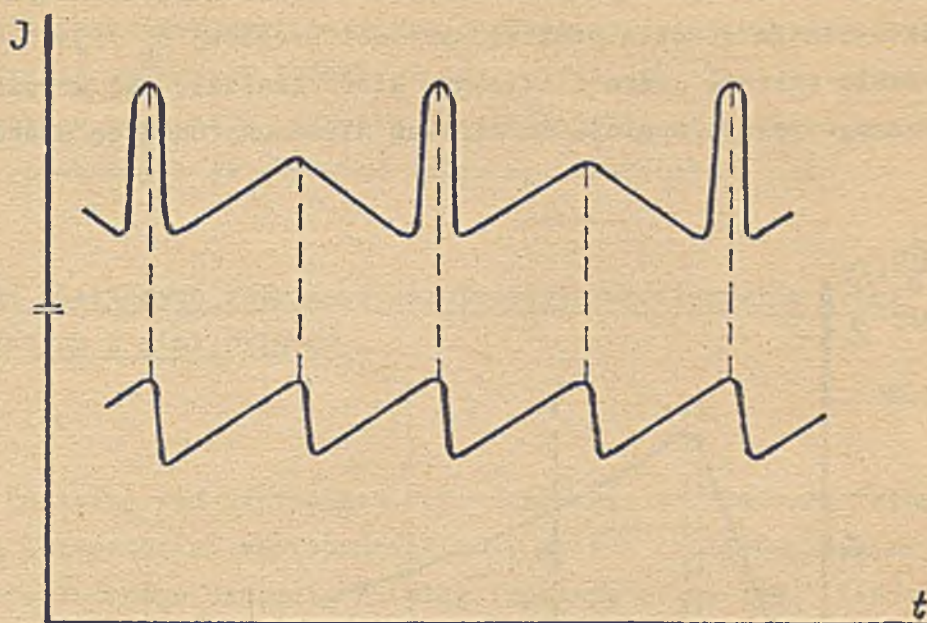
Przebieg prądu płynącego przez próbkę ulega również zmianie, jeżeli do części powierzchni bocznej próbki doprowadzić napięcia przez kontakt o wysokiej oporności. Ostatnie doniesienia potwierdzają wpływ stanu powierzchni próbki na generowane przebiegi [14, 15]. Np. metaliczna warstwa na cienkim dielektrycznym podłożu pokrywającym boczną powierzchnię elementu powoduje całkowity zanik generacji.

### 3.2. P r z e ł ą c z a n i e

Dla próbek o kształcie pokazanym na rys. 8a otrzymać możemy efekt przełączania polegający na zmianie generowanej częstotliwości przy przekroczeniu określonego napięcia przyłożonego do elektrod. Jeżeli przyłożone napięcie ma wartość wystarczającą do tego, aby minimalne natężenie pola elektrycznego w obszarze odpowiadającym największemu przekrojowi poprzecznemu próbki zabezpieczyło przejście domeny przez ten obszar, wówczas przebiegowi prądu odpowiada rys. 8a. Dla napięć niższych od tej wartości krytycznej otrzymujemy gwałtowny przeskok generowanego przebiegu na częstotliwość przeszło dwukrotnie wyższą, gdyż w tym przypadku domena powstająca przy katodzie będzie zanikać nie osiągając połowy długości próbki. Na rysunku 9 pokazano przebiegi prądu dla jednorodnej próbki /kształty wedle rys. 8a/ poniżej i powyżej napięcia przełączania.



Rys. 8. Generatory Gunna o różnym kształcie wykonane z jednorodnego półprzewodnika i odpowiadające im przebiegi prądu



Rys. 9. Przebiegi prądu dla jednorodnej próbki o kształcie pokazanym na rys. 8a poniżej i powyżej napięcia przełączania

### 3.3. W z m a c n i a n i e

Liniowe wzmocnienie przebiegów wysokiej częstotliwości aż do wartości rzędu kilkunastu GHz otrzymano dla próbek wykonanych z wysokoomowego, bardzo jednorodnego materiału półprzewodnikowego [16, 17]. We wszystkich przypadkach, dla których uzyskiwano efekt wzmocnienia był spełniony warunek /5/

$$n L < 10^{+12} \text{ cm}^{-2}, \quad /5/$$

gdzie jak w /4/

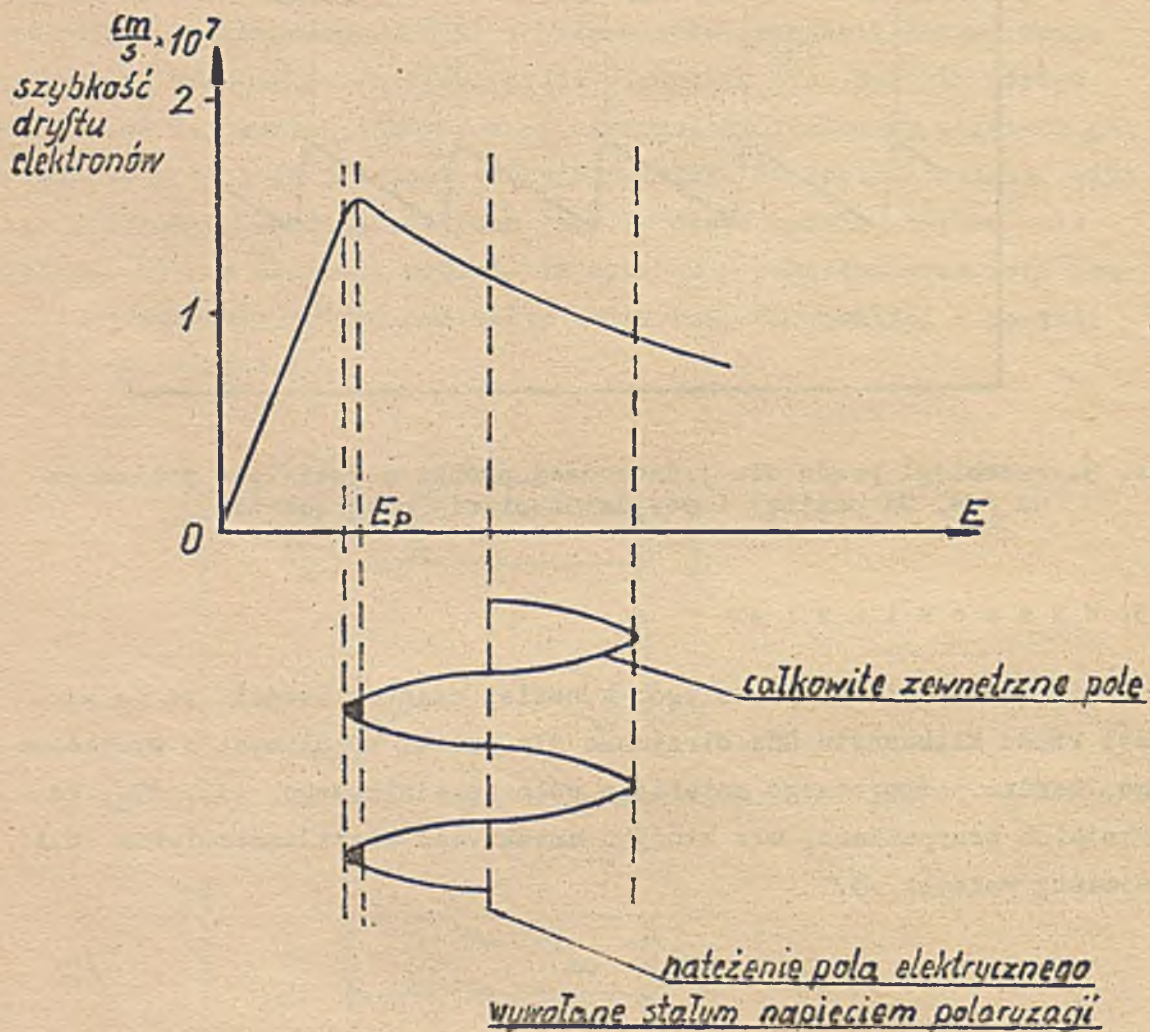
n - koncentracja nośników,

L - długość próbki w cm.

### 3.4. P r a c a w u k ł a d z i e L S A

Należy również wspomnieć o specjalnym rodzaju pracy elementów Gunna, który umożliwia otrzymanie generacji drgań do częstotliwości 100 GHz i wyższych. Mówimy wówczas o tzw. oscylatorze diodowym pracu-

jącym w układzie LSA. /Limited Space-charge Accumulation/. Próbkę polaryzujemy tak, aby tylko w bardzo krótkim czasie wartość natężenia pola elektrycznego spadała poniżej wartości progowej  $E_p$  /rys. 10/. W tym krótkim okresie czasu elektrony, które znalazły się w wyższym minimum energetycznym spadają do minimum niższego, oddając energię do obwodu.



Rys. 10. Schemat pracy elementu w układzie LSA

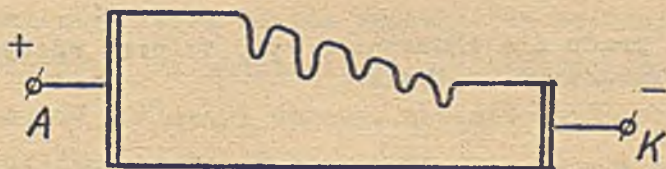
Typowa wartość napięcia polaryzacji odpowiada kilkakrotnemu przekroczeniu progowego natężenia pola elektrycznego  $E_p$ . Amplituda przebiegów zmiennych jest odpowiednio duża, przy czym na szczególną uwagę zasługuje fakt, że w procesie oddawania energii do obwodu bierze udział cała objętość próbki. Generowana częstotliwość jest określana przez ob-

wód rezonansowy i nie zależy bezpośrednio od wymiarów elementu czynnego. Jednym z warunków ograniczających stosowane w praktyce rozmiary elementu półprzewodnikowego jest nie rozwiązany dotąd problem skutecznego chłodzenia większych próbek. Rzecz prosta, że zjawiska generacji i wzmacniania w omawianym zakresie częstotliwości są realizowane w układach wyposażonych we właściwe falowody i rezonatory [18].

#### 4. Przegląd niektórych rozwiązań konstrukcyjnych elementów Gunna i związanych z nimi układów

##### 4.1. D O F I C

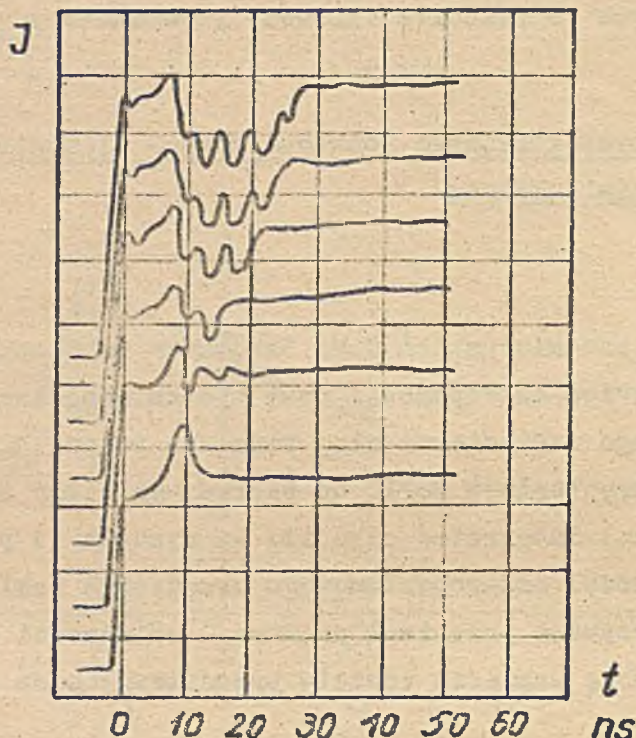
Zespół badawczy pod kierunkiem C.P. Sandbanka ze Standard Telecommunication Laboratories zaproponował nowy sposób realizacji zmiany wartości przyłożonego napięcia na ciąg impulsów prądu [19]. Koncepcja ta znana jest pod kryptonimem DOFIC od pierwszych liter zdania - domain originated functional integrated circuit. Na rysunku 11 pokazany jest wykonany z n-GaAs model czteropoziomowego urządzenia realizującego założone zadanie. Otrzymane przebiegi prądowe w zależności od wartości przyłożonego na próbkę napięcia zostały przedstawione na rysunku 12.



Rys. 11. Model elementu z n-GaAs realizujący zamianę wartości przyłożonego napięcia na impulsy prądowe dla czterech poziomów napięcia

Sama zasada powstawania takich przebiegów prądu wynika bezpośrednio z przedstawionego wyżej zarysu teorii zjawisk związanych z powstawaniem, przemieszczaniem się i zanikiem domeny wysokiego natężenia pola elektrycznego. Domena taka, przechodząc przez poszczególne obszary elementu wykonanego z jednorodnego półprzewodnika, zmienia przebieg prądu w obwodzie w zależności od powierzchni przekroju poprzecznego próbki. Zastosowana jednocześnie ciągła zmiana powierzchni przekroju elementu

poprzecznego powoduje, że przy niższych napięciach domena zanika, nie osiągając anody i nie "odrysowując" w postaci zmiany natężenia prądu następnych wgłębień leżących bliżej anody.



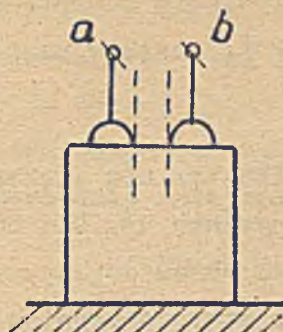
Rys. 12. Przebiegi prądu dla elementu z rys. 11 przy różnych wartościach przyłożonego napięcia

#### 4.2. K o m p a r a t o r i i n h i b i t o r

H.L. Hartnagel analizuje warunki i podaje przykład realizacji elementu wykonanego z jednej bryłki półprzewodnika z trzema elektrodami spełniającej funkcję komparatora lub inhibitora [20]. Element przedstawiony na rysunku 13 posiada na górnej powierzchni dwa małe kontakty a, b o średnicy  $\phi = 50 \mu\text{m}$  umieszczone w odległości  $50 \mu\text{m}$ . Jeżeli podłączymy napięcie tylko między którąkolwiek z małych elektrod a podłożem o dużej stosunkowo powierzchni, zagęszczające się linie sił pola elektrycznego w pobliżu małej elektrody tworzą natężenie pola elektrycznego wystarczające do powstania wysokopolowej domeny i związanej z tym generacji prądu wysokiej częstotliwości. Dla tych samych wartości napięcia przyłożonego na dwie elektrody, fakt podłączenia



drugiej małej elektrody do potencjału takiego samego jaki ma pierwsza mała elektroda - powoduje zmianę natężenia pola w pobliżu elektrod, która może trzykrotnie przekraczać wartość niezbędną dla zaniku generacji.



Rys. 13. Element z litego półprzewodnika z trzema elektrodami spełniający funkcje komparatora lub inhibitora /rolę trzeciej elektrody spełnia podłoże/

Reasumując, podłączenie odpowiedniego potencjału do którejkolwiek z małych elektrod powoduje powstanie generacji prądu wysokiej częstotliwości. Jednoczesne podłączenie obu elektrod wywołuje zanik generacji. Element realizuje funkcję różnicy symetrycznej przedstawioną w tabeli I.

Podłączenie zasilania jednej z małych elektrod np. b, przez odpowiednio dobrany opornik równoważne zasilaniu tej elektrody ze źródła o większym oporze wewnętrznym umożliwi otrzymanie inhibitora z analogicznego elementu. Teraz bowiem podłączenie potencjału tylko na elektrodę b powoduje, że natężenie pola elektrycznego w półprzewodniku nie wystarcza do nukleacji domeny, chociaż wystarcza do zaniku drgań gdy jest podłączona również elektroda a.

Tabela I

a	b	Wyjście komparatora
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Tabela II

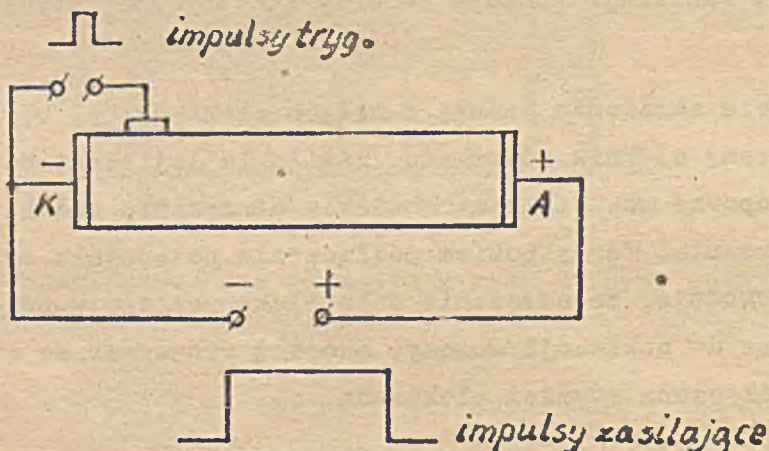
a	b	Wyjście inhibitora
0	0	0
1	0	1
0	1	0
1	1	0

Funkcja realizowana przez element z rysunku 13 ujęta tabelarycznie

### 4.3. Elementy pamięciowe

Niektóre modele diod Gunna zostały wykorzystane jako dwustanowe elementy pamięciowe. Pierwsze doniesienia zawarte w pracy J.A. Copelanda, T. Hayashi'ego i M. Uenohary [21] zostały uzupełnione przez Hayashi'ego [22].

Elementy Gunna miały niewielką trzecią elektrodę umieszczoną w pobliżu katody, jak to widać na rysunku 14. Dla odległości między głównymi elektrodami 1,5 mm odpowiedni okres drgań wynosił 12 ns. Względnie wysokie częstotliwości z jakimi mamy do czynienia przy stosowaniu elementów Gunna powodują, że w praktyce zewnętrzny obwód elektryczny, nawet gdy to jest pożądane, nie przedstawia sobą czystej rezystancji. Niewielkie sprzężenie zwrotne obwodu zewnętrznego z elementem Gunna powoduje powstanie zakresu natężeń wewnętrznego pola elektrycznego, który nie wystarcza do samorzutnego wytwarzania drgań wielkiej częstotliwości, ale wystarcza do podtrzymywania drgań.



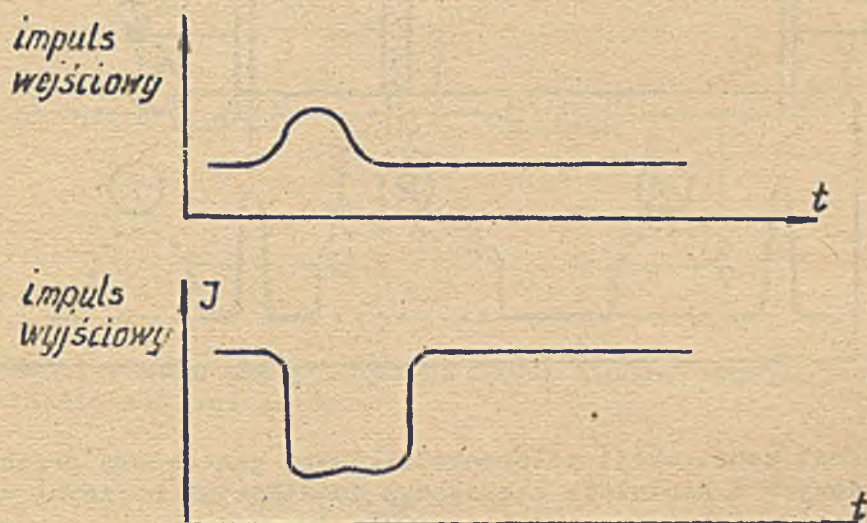
Rys. 14. Element Gunna z dodatkową elektrodą w pobliżu katody wykorzystywany jako element pamięciowy

Zastosowanie trzeciej elektrody w pobliżu katody zwiększa znacznie czułość elementu oraz izoluje wejście od wyjścia. Krótki impuls trygerujący dodatni włącza, a ujemny wyłącza generator.

### 4.4. Regeneracja impulsów

W przypadku aperiodycznego obwodu zewnętrznego lub innego zakresu napięć opisany element może służyć do regeneracji impulsu. Przyjmijmy, że natężenie pola elektrycznego wewnątrz półprzewodnika ma wartość

niższą od progowego  $E_p$ , ale wystarczającą dla utrzymania raz powstałej domeny tj. wyższą od  $E_{min}$ . Krótki dodatni impuls na elektrodzie dodatkowej o dosyć dowolnym kształcie powoduje powstanie domeny przy katodzie i cały cykl zmian prądu i napięcia, jaki został przedstawiony na rys. 15. Kształt impulsu wyjściowego jest zawsze jednakowy i zależy od zastosowanego elementu Gunna. Zaznaczyć należy, że omawiane działanie wykazuje zwykła dioda Gunna bez dodatkowej elektrody. Czułość elementu jest wówczas odpowiednio mniejsza.



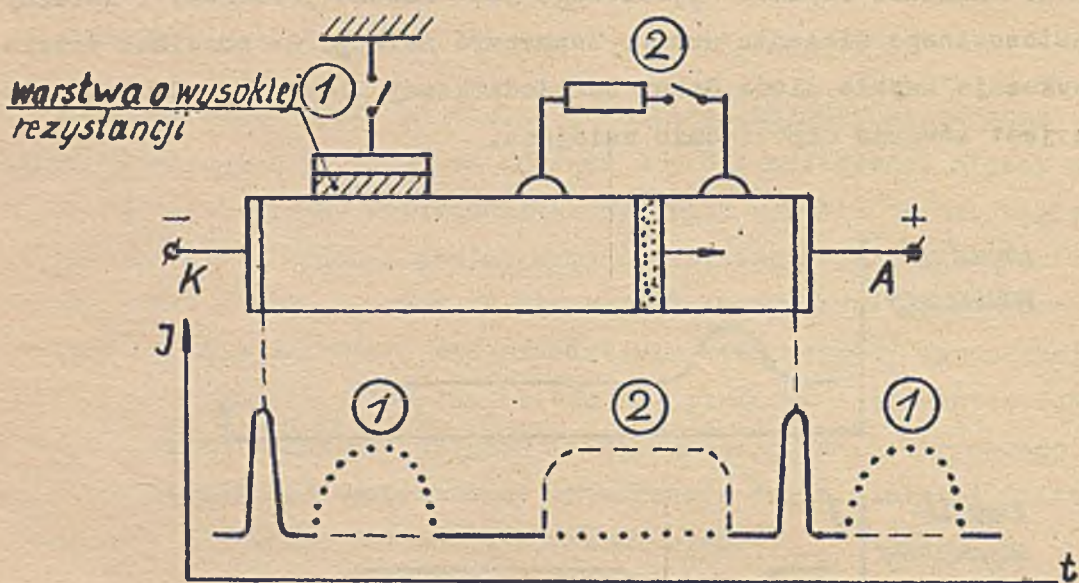
Rys. 15. Regeneracja impulsu przez element Gunna z rysunku 14. Krótki pojedynczy impuls wejściowy o dosyć dowolnym kształcie powoduje powstanie pojedynczego impulsu prądowego związanego z jednorazowym przejściem domeny wysokiego pola elektrycznego przez półprzewodnik

#### 4.5. M o ż l i w o ś ć s t e r o w a n i a p r z e b i e g a m i w e l e m e n t a c h G u n n a

Bardzo interesujące możliwości wiążą się z zastąpieniem bezpośredniego elektrycznego sterowania elementów Gunna innymi sposobami sterowania, a zwłaszcza strumieniem świetlnym.

Praca K.S. Sewell'a i L.A. Boatnera [23] wykazała wpływ oziębiania i oświetlania diod Gunna na generowaną częstotliwość. R.S. Engelbrecht [24] przewiduje, że zastosowanie fotooporników na powierzchniach elementu Gunna powinno umożliwić konstrukcję całkowicie nowej klasy przy-

rzędów. Rozważając między innymi wyniki badań M. Shoji podaje on bardzo poglądowo schemat półprzewodnikowego generatora przebiegów prądowych o kształcie sterowanym zewnętrznymi elektrodami /rys. 16/.



Rys. 16. Schemat konstrukcji półprzewodnikowego generatora przebiegów prądowych o kształcie sterowanym dodatkowymi bocznymi elektrodami. Niżej odpowiednie przebiegi prądu

linia kropkowana - wyłączniki 1 i 2 otwarte  
linia przerywana - wyłączniki 1 i 2 zamknięte

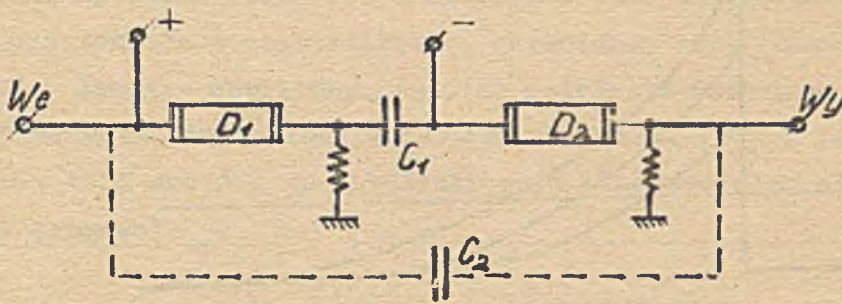
Przejście wysokopolowej domeny w pobliżu kontaktu typu 1 /leżącego na powierzchni półprzewodnika na warstwie o wysokiej oporności/ sprawia, że dla otwartego wyłącznika warstwa wysokoomowa jest równoważna zwiększeniu powierzchni przekroju poprzecznego próbki. Działanie to można skompensować, ustalając na elektrodzie odpowiedni potencjał /zamknięcie przełącznika 1/.

Odwrotny kierunek działania mają niewielkie elektrody umieszczone na powierzchni elementu Gunna i połączone przez opór z kontaktem 2 .

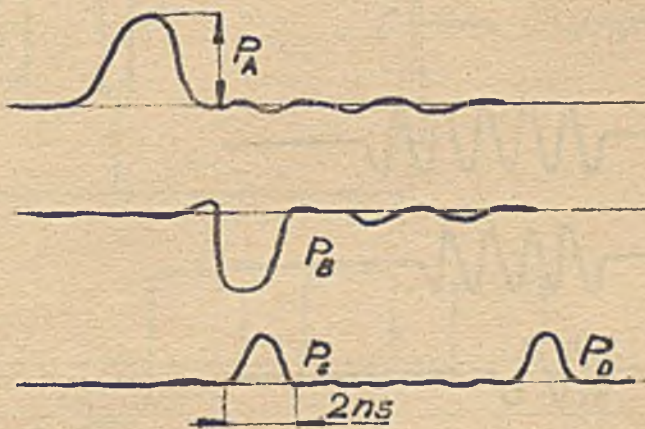
#### 4.6. Układ pamięciowy z diodami Gunna

S.H. Izadpanah i H.L. Hartnagel wykonali udany model obwodu pamięciowego z dwoma diodami Gunna pracującymi w połączeniu szeregowym [25].

Omówione poprzednio zastosowanie jednej diody Gunna jako elementu pamięciowego wymagało istnienia sprzężenia zwrotnego wytwarzanego w sposób niekontrolowany przez zewnętrzny obwód elektryczny. W przedstawionym modelu obwodu pamięciowego /rys. 17/ sprzężenie zwrotne było realizowane świadomie przez zastosowanie drugiej diody Gunna. Użyte w tym przypadku diody Gunna miały długość 200  $\mu\text{m}$  i pracowały w obwodzie jako regeneratory impulsów. Czas trwania impulsu odpowiadał długości próbki i wynosił 2 ns.



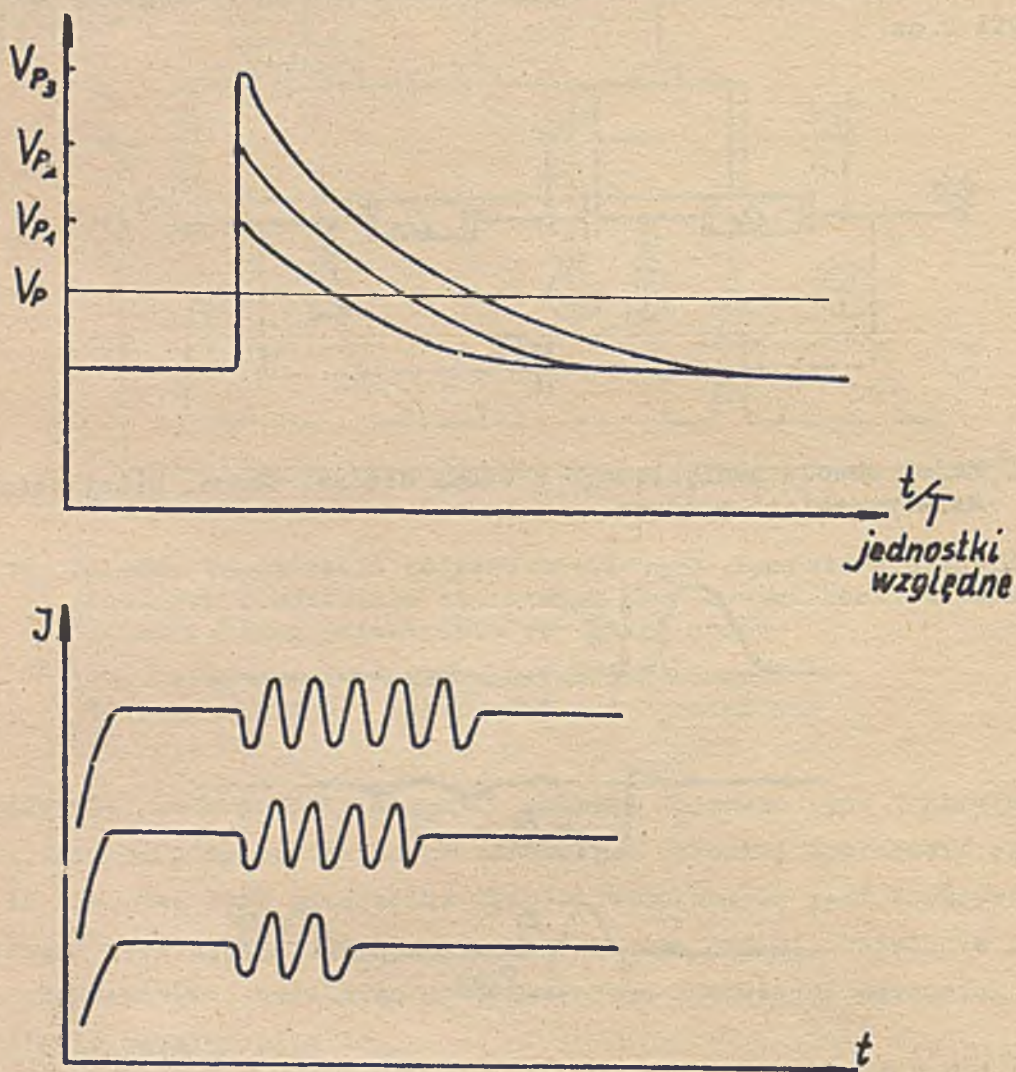
Rys. 17. Model obwodu pamięciowego z dwoma diodami Gunna. Niżej otrzymane przebiegi prądowe



#### 4.7. Półprzewodnikowy element analogowy

Ci sami autorzy w nieco wcześniejszej publikacji opisali model półprzewodnikowego elementu analogowego realizującego zmianę amplitudy impulsów na liczbę impulsów [26]. Przedstawiony model realizował praktycznie zamianę dla sześciu poziomów amplitud. Wejściowy impuls napięciowy, którego amplitudę miano mierzyć ulegał zróżniczkowaniu. Element Gunna, który był polaryzowany napięciem w taki sposób, by natężenie pola elek-

trycznego nie przewyższało  $E_p$ , uzyskiwał natężenie pola powyżej progowego tylko na przeciąg czasu trwania dodatkowego napięcia od zróżniczkowanego impulsu. W tym przedziale czasu dioda Gunna wytwarza proporcjonalną do długości przedziału czasowego ilość impulsów prądu. Otrzymane przebiegi zostały pokazane na rysunku 18.

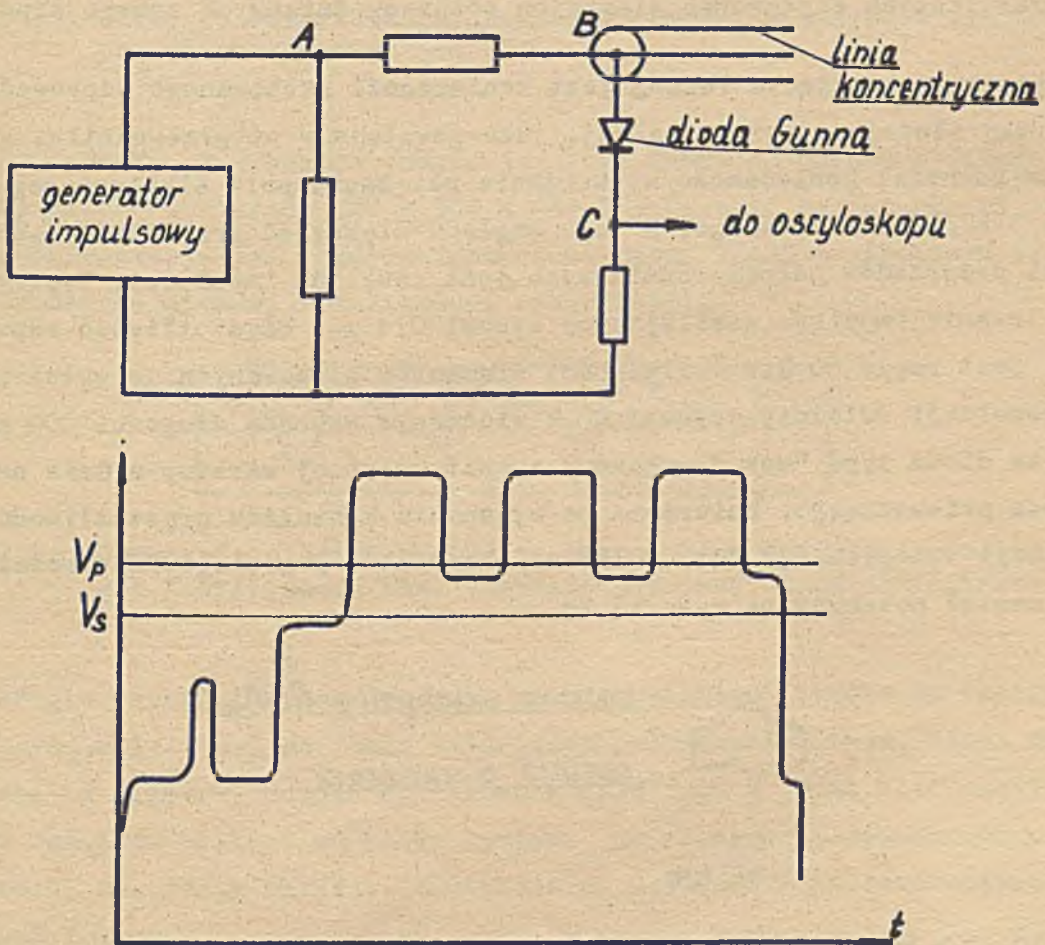


Rys. 18. Zróżniczkowane impulsy napięcia o różnych amplitudach zasilające próbkę powodują w zależności od amplitudy pierwotnego zróżniczkowanego przebiegu różny czas trwania natężenia pola elektrycznego przewyższającego natężenie progowe  $E_p$ . W zależności od czasu trwania natężenia pola przekraczającego wartość progową  $E_p$ , otrzymujemy różne ilości generowanych impulsów prądu

H.L. Hartnagel jest również autorem pracy podsumowującej dotychczasowe wyniki doświadczeń i zawierającej szersze teoretyczne omówienie badanych zagadnień [27].

#### 4.8. Współdziałanie elementu Gunna z zewnętrznym obwodem elektrycznym

W pracy D. Boccon-Gibod'a [28] znajdujemy diodę Gunna współpracującą w taki sposób z zewnętrznym obwodem elektrycznym, że otrzymujemy drgania prostokątne o częstotliwości określonej przez obwód zewnętrzny /rys. 19/. Jak już mówiliśmy, zwrotne działanie obwodu na diodę Gunna można wykorzystać do nukleacji następnych domen. Próbka jest przytem zasilana w taki sposób, że natężenie pola elektrycznego nie przekracza wartości progowej  $E_p$ .



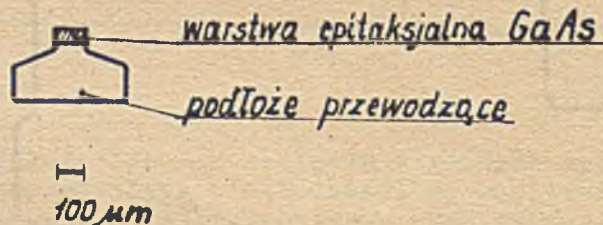
Rys. 19. Układ z diodą Gunna mogący pracować jako element pamięciowy. Niżej impulsy otrzymywane z układu

Stosując pojedyncze impulsy dodatnie lub ujemne możemy odpowiednio inicjować lub przerywać powstające oscylacje prostokątne. Zamiast obwodu rezonansowego stosowano tutaj linię koncentryczną.

## 5. Uwagi końcowe

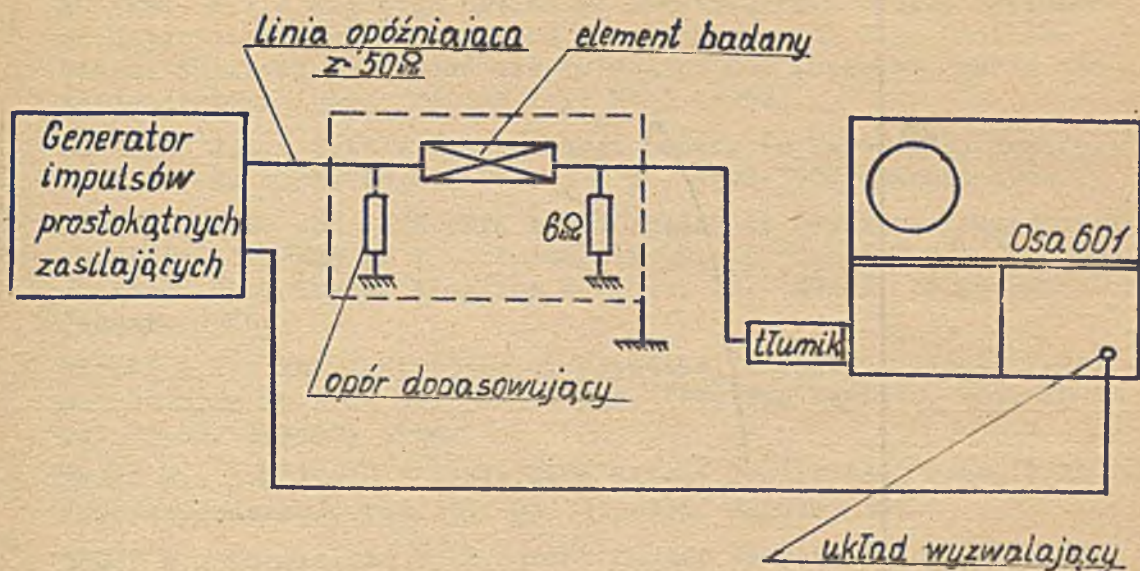
Nowy typ opisanych elementów półprzewodnikowych nie ma złącza n-p i opiera swe działanie na własnościach związanych z budową sieci krystalicznej półprzewodnika. Brak złącza n-p umożliwia konstrukcję przyrządów półprzewodnikowych pracujących w zakresie znacznie wyższych częstotliwości. Powstanie ujemnej różniczkowej rezystancji w objętości półprzewodnika umożliwia uzyskiwanie znacznie większych mocy lub przy tej samej mocy znacznie mniejszych wymiarów elementu. Czynniki te zdają się grać najbardziej istotną rolę w przewidywanym gwałtownym wzroście praktycznych zastosowań elementów półprzewodnikowych nowego typu.

Czynnikiem hamującym rozwój jest konieczność skutecznego odprowadzenia dużej ilości energii cieplnej, jaka powstaje w półprzewodniku, w którym zachodzi konieczność wytwarzania natężenia pola elektrycznego rzędu 3 kV/cm lub wyższego. Z tego względu większość przedstawionych modeli przyrządów półprzewodnikowych jest zasilana impulsowo. Typowy czas trwania impulsów zasilających wynosi 0,1  $\mu$ s, częstotliwość repetycji jest rzędu 60 Hz. O wielkości elementów stosowanych do wytwarzania generacji świadczy schemat 20 z widocznym wzorcem długości 100  $\mu$ m. Jest to dioda typu "mesa" wykonana z epitaksjalnej warstwy n GaAs na podłożu przewodzącym. Zmierzona po wykonaniu kontaktów częstotliwość oscylacji wynosiła 3,2 GHz. Układ do obserwacji przebiegów szybkozmiennych został pokazany na rysunku 21.



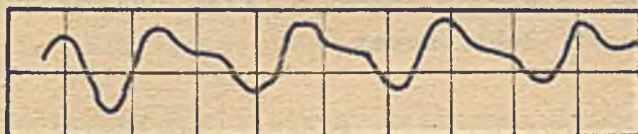
Rys. 20. Schemat elementu typu "mesa" przed podłączeniem elektrod. Elementy wykonano w Instytucie Technologii Elektronowej PAN. Niżej widoczny jest wzorec długości 100  $\mu$ m





Rys. 21. Układ do obserwowania przebiegów szybkozmiennych z oscyloskopem stroboskopowym Osa 601

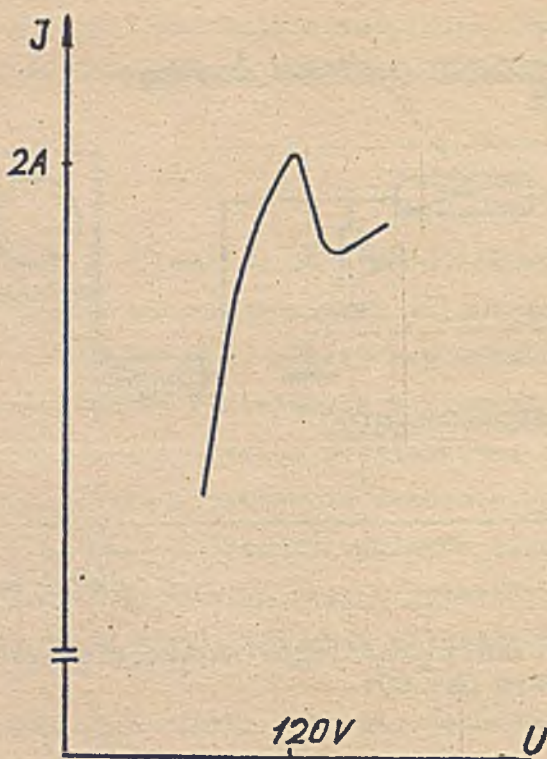
Na rysunku 22 pokazano oscylacje diody Gunna wykonanej z litego arsenku galu o wymiarach 300 x 300 x 180  $\mu\text{m}$ . Ponadto na rysunku 23 pokazano charakterystykę prądowo-napięciową diody 72A31 z widocznym wyraźnym obszarem ujemnej różniczkowej rezystancji.



Rys. 22. Oscylacje diody Gunna 72A31 wykonanej w Instytucie Technologii Elektronowej PAN. Szybkość podstawy czasu  $1\text{ns}/\text{działkę}$

Drugim czynnikiem hamującym są bardzo wysokie i trudne do realizacji wymagania stawiane takim materiałom półprzewodnikowym, które nadają się na elementy Gunna. Np. arsenek galu typu n musi mieć ruchliwość nośników większą od kilku tysięcy  $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ , przy jednoczesnym wymaganiu, aby rezystancja była większa od  $0,3\Omega\text{ cm}$  /wielkość optymalna wynosi  $2\Omega\text{ cm}$ .

Ponadto półprzewodnik winien wykazywać dużą jednorodność, co jest szczególnie ważne przy zastosowaniu diod w układach LSA.



Rys. 23. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody 72A31

Należy podkreślić, że epitaksjalna warstwa n GaAs, z której wykonany jest element generujący w paśmie X /rys. 20/ otrzymana była w Instytucie Technologii Elektronowej PAN.

#### Literatura

- [1] GUNN J.B.: Microwave Oscillations of Current in III-V Semiconductors. Solid State Commun., vol. 1, pp. 88-91, September 1963.
- [2] GUNN J.B.: Instabilities of Current in III-V Semiconductors. JBM J. Res. Dev. vol. 8, pp. 141-159, April 1964.
- [3] RIDLEY B.K. and WATKINS T.B.: The Possibility of Negative Resistance in Semiconductors. Proc. Phys. Soc. /London/, vol. 78, pp. 293-304, August 1961.
- [4] HILSUM C.: Transferred Electron Amplifiers and Oscillators. Proc. IRE, vol. 50, pp. 185-189, February 1962.
- [5] GAYLORD T.K., SHAH P.L. and RABSON T.A.: Gunn Effect Bibliography. JEEE Transactions on Electron Devices, October 1968, vol. ED-15, No 10, pp. 777-788.

- [6] ROSIŃSKI W.: Badanie drgań Gunna w epitaksjalnych warstwach arsenku galu. Archiwum Elektrotechniki. Tom XVI, zeszyt 1, 1967.
- [7] ROSIŃSKI W.: A Magnetic Method of Investigation of the Influence of Material Nonhomogeneity upon the Coherence of Gunn Oscillations. Bulletin de l'Académie Polonaise des sciences, Série des sciences techniques, Volume XVI, No 3, 1968.
- [8] COPELAND J.A.: Stable Space-charge Layers in Two-valley Semiconductors. J. Appl. Phys., vol. 37, pp. 3602-3609, August 1966.
- [9] McCUMBER D.E. and CHYNOWETH A.G.: Theory of Negative Conductance Amplification and of Gunn Instabilities in "Two-valley" Semiconductors. JEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-13, pp. 4-21, January 1966.
- [10] RIDLEY B.K.: The Inhibition of Negative Resistance Dipole Waves and Domains in n-Ga As. JEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-13, pp. 41-43, January 1966.
- [11] SHOJI M.: A Voltage Tunable Gunn Effect Oscillator. Proc. JEEE /Correspondence/, vol. 55. pp. 130-131, January 1967.
- [12] SHOJI M.: Controlled Bulk Semiconductor Current Pulse Generator. Proc. JEEE /Correspondence/, vol. 55, pp. 710-711, May 1967.
- [13] SHOJI M.: Bulk Semiconductor High-speed Current Waveform Generator. Proc. JEEE /Correspondence/, vol. 55, pp. 720-721, May 1967.
- [14] KATAOKA S., TATENO M., KAWASHIMA M.: Suppression of Travelling High-field-Domain Mode Oscillations in Ga As by Dielectric Surface Loading. Electronics Letters, vol. 5, No 3, p. 48, February 1969.
- [15] KATAOKA S., TATENO M. and KAWASHIMA M.: Observation of Current Instabilities in a Dielectric-surface-loaded n-Type Ga As Bulk Element. Electronics Letters, vol. 5, No 6, p. 114, March 1969.
- [16] THIM H.W. and BARBER M.R.: Microwave Amplification in Ga As Bulk Semiconductor. JEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-13, pp. 110-114, January 1966.
- [17] THIM H.W. and LEHNER H.H.: Linear Milimeter Wave Amplification with Ga As Wafers. Proc. JEEE /Letters/, vol. 55, No 5, pp. 718-719, May 1967.
- [18] COPELAND J.A.: LSA Oscillator-diode Theory. J. Appl. Phys., vol. 38, pp. 3096-3101, July 1967.
- [19] DOFIC-Domain Originated Functional Integrated Circuit. Electronics and Power, vol. 13, p. 87, March 1967.
- [20] HARTNAGEL H.L.: Digital Logic-Circuit Applications of Gunn Diodes. Proc. JEEE /Correspondence/, vol. 55, pp. 1236-1237, July 1967.
- [21] COPELAND J.A., HAYASHI T., UENOHARA M.: Logic and Memory Elements Using Two-valley Semiconductors. Proc. JEEE /Correspondence/, vol. 55, pp. 584-585, April 1967.
- [22] HAYASHI T.: Three-terminal Ga As Switches. Electron Devices, ED-15, No 2, p. 105, February 1968.

- [23] SEWELL K.G. and BOATNER L.A.: Multimode Operation in Gunn Oscillators Induced by Cooling and Illumination. Proc. JEEE /Correspondence/, vol. 55, pp. 1228-1229, July 1967.
- [24] ENGELBRECHT R.S.: Bulk Effect Devices for Future Transmissions Systems. Bell Laboratories Record, June 1967.
- [25] IZADPANA S.H. and HARTNAGEL H.L.: Memory Loop with Gunn-effect Pulse Diodes. Electronics Letters, vol. 5, No 3, p. 53, February 1969.
- [26] IZADPANA S.H. and HARTNAGEL H.L.: Pulse Gain Analogue-to-Pulse Conversion by Gunn Diodes. Electronics Letters, vol. 4, No 15, p. 315.
- [27] HARTNAGEL H.L.: Theory of Gunn-effect Logic. Solid State Electronics, vol. 12, No 1, p. 19, January 1969.
- [28] BOCCON-GIBOD D.: Rectangular-Pulse Generator and Memory Element with a Gunn Diode. Electronics Letters, vol. 5, No 5, p. 91, 1969.

## ELEKTRONIKA PAMIĘCI NA DRUTACH MAGNETYCZNYCH

### 1. Wstęp

Pamięć na drutach magnetycznych /plated wire/ zdobyła już sobie określone miejsce wśród szybkich pamięci operacyjnych.

Zastosowanie cienkowarstwowego ośrodka przechowywania informacji pozwala na skrócenie cyklu w stosunku do pamięci ferrytowych, przy czym uzyskuje się znacznie szerszy temperaturowy zakres pracy pamięci, a technologia wytwarzania drutów i płytów rokuje nadzieje na obniżenie kosztów wytwarzania. Dlatego, nie przesądzając problemu jaki rodzaj pamięci okaże się najbardziej perspektywiczny w najbliższych latach, chociażby z racji ogromnego rozwoju pamięci półprzewodnikowych /zwłaszcza MOS/ oraz ciągłego ulepszania pamięci ferrytowych, warto zapoznać się bliżej z charakterystycznymi cechami pamięci na drutach magnetycznych.

Zasada pracy, a także konstrukcja płytów i bloków była już omawiana w literaturze krajowej [1, 2]. Niniejszy artykuł dotyczy przede wszystkim układów elektronicznych pamięci na drutach magnetycznych, podając ich specyfikę w porównaniu do znanych układów pamięci ferrytowych.

Przed przystąpieniem do systematycznego omawiania poszczególnych układów, przypomnimy raz jeszcze charakterystyczne cechy pamięci na drutach magnetycznych oraz omówimy krótko historię rozwoju tej pamięci.

Obszerny przegląd literatury na ten temat, a także pewne koncepcje odnośnie rozwiązań, które mogłyby znaleźć zastosowanie w opracowywanej

w kraju pamięci tego typu, zawarte zostały w wewnętrznych opracowaniach IMM, przygotowanych przez zespół pod kierownictwem dr Z. SAWICKIEGO.

## 2. Zasadnicze cechy pamięci na drutach magnetycznych

Drut magnetyczny jest specjalnie oczyszczonym i przygotowanym przewodem miedzianoberylowym lub fosforobronzowym o średnicy rzędu  $0,1 \div 0,2$  mm pokrytym elektrolitycznie warstwą permaloju /80% Ni, 20% Fe/ o grubości  $0,5 \div 2$   $\mu$ m. Warstwa ta ma właściwości anizotropowe. Prąd płynący w drucie w czasie nakładania warstwy ustala oś łatwego namagnesowania poobwodowo. W ten sposób poszczególne elementy pamięciowe może być namagnesowany zgodnie lub przeciwnie do ruchu wskazówek zegara, czemu przyporządkowuje się odpowiednio "1" lub "0".

Ten sam prąd posyłany wówczas, gdy drut jest wygrzewany w atmosferze redukcyjnej przy końcu procesu nakładania, stabilizuje charakterystyki warstwy, tak że nie zmienia ona swoich właściwości w czasie. Jest to istotny element w procesie wytwarzania drutu.

Konfiguracja geometryczna zapewniająca zamknięty obwód magnetyczny charakteryzuje się znacznie korzystniejszymi własnościami w stosunku do elementów z warstw płaskich. Zjawisko rozmagnesowania zmusza do stosowania materiału o dużej sile koercji oraz powiększania wymiarów płaskich elementu i zmniejszania jego grubości. Zamknięta droga magnetyczna pozwala, między innymi, na znaczne zmniejszenie wartości prądu bitowego płynącego w samym drucie, który stanowi również uzwojenie odczytu pamięci. Natomiast linie słowa tworzą przewody lub ścieżki drukowane biegnące prostopadle do drutów pod i nad nimi.

Rozróżnia się tutaj dwie zasadnicze technologie: warstwową i tkaną. W pierwszym przypadku są to płytki z naniesionymi w określony sposób ścieżkami, tworzące z drutami jedną konstrukcję, bądź nakładane na oddzielny podzespół zawierający same druty. Natomiast w konstrukcji tkanej przewody tworzące linie słowa przebiegają na przemian nad i pod kolejnymi drutami, przy czym do wytwarzania takiego płatu używa się urządzenia zbliżonego do warsztatu tkackiego.

Centymetr bieżący drutu służy do zapamiętywania około 10 bitów. Drut ten jest pokrywany warstwą magnetyczną, wygrzewany i sprawdzany w ciągłym procesie, a następnie cięty na odpowiednie odcinki, zwykle o długości kilkudziesięciu centymetrów, dla konstrukcji płytów i bloków.

Ze względu na mechanizm przełączania warstwy, pamięci tego typu buduje się prawie wyłącznie jako pamięci z liniowym wybieraniem. Stosuje się przytem odczyt niszczący lub nieniszczący w zależności od właściwości warstwy i jej zastosowań.

Dla kompensacji zakłóceń często stosowane jest rozwiązanie z dwoma drutami na bit, bądź też stosowane są druty kompensujące nie pokryte warstwą. Dla zachowania jednorodności otoczenia, w niektórych konstrukcjach płytów na krańcach dodaje się kilka niepodłączonych drutów.

Wymiar i położenie bitowej komórki pamięciowej wyznaczone są przez przecięcie się magnetycznego pola wzbudzającego wytworzonego przez prąd w linii słowa, z prądem bitowym w drucie. Linie słowa tworzą jedno lub kilkuzwojowe solenoidy dokoła wszystkich drutów.

Taki element pamięciowy posiada szereg specyficznych właściwości, które są szczególnie interesujące przy porównaniu ich z cechami pamięci ferrytowej i pamięci na cienkich warstwach magnetycznych [3].

Pamięć na drutach magnetycznych jest kilkakrotnie szybsza od pamięci ferrytowej i nieco wolniejsza od pamięci na warstwach płaskich. Natomiast jeśli chodzi o amplitudę sygnału odczytu, to najkorzystniejszą jest pamięć ferrytowa /kilkadziesiąt mV/, na drugim miejscu znajduje się pamięć na drutach magnetycznych /kilka do dziesięciu mV/ i wreszcie pamięć na warstwach płaskich /pojedyncze mV lub nawet ułamki mV/.

Jeśli chodzi o gęstość upakowania pierwsze miejsce należy do pamięci na drutach magnetycznych, aczkolwiek druty na obecnym etapie rozwoju techniki nie dają również zbyt dużej gęstości. Najgorzej przedstawia się kwestia zagęszczania przy warstwach płaskich na skutek wspomnianego uprzednio zjawiska rozmagnesowania.

Pamięci cienkowarstwowe są bardziej dostosowane do produkcji masowej /tzw. b a t c h f a b r i c a t e d/, co rokuje nadzieje na ob-

niżenie kosztów przy blokach o dużej pojemności. Konieczność ręcznego uzważania każdego z rdzeni komplikuje ten problem dla pamięci ferrytowych.

W związku z kilkakrotnie większą szybkością pamięci cienkowarstwowych brany był pod uwagę czas przełączania elementów pamięciowych. Wartość tego parametru jest zależna od parametrów czasowych impulsów wzbudzających. Minimalny czas przełączania uzyskiwany dla drutu wynosi poniżej 15 ns, a dla warstw płaskich 10 ns, podczas gdy dla rdzeni najkrótszy czas wynosi 250 ns.

W związku z małą objętością warstwy jaka przypada na każdy element informacji, ilość energii niezbędna do przełączania warstwy jest kilkadziesiąt razy mniejsza niż dla rdzenia, przy czym najmniej energii /ok.  $10^{-10}$  J/ potrzeba w przypadku warstwy płaskiej.

Temperatura Curie określająca zakres pracy pamięci dla zwykłych rdzeni wynosi około 150-200°C, dla rdzeni litowych ok. 400°C, dla warstw cienkich - 500°C. Procentowe zmiany prądu wzbudzającego niezbędne dla utrzymania stałej amplitudy napięcia wyjściowego wynoszą ok. 0,4%/°C dla zwykłych rdzeni, ponad 0,1%/°C dla rdzeni litowych, a 0,07%/°C dla warstw cienkich.

Praktycznie uzyskiwane czasy cyklu są dla pamięci na drutach magnetycznych znacznie dłuższe od minimalnego czasu przełączania warstwy, gdyż układy elektroniczne nie dostarczają dostatecznie szybkich przebiegów wzbudzających, a opóźnienia przy wzmacnianiu sygnału odczytu i regeneracji również wydłużają cykl. Czasy cyklu pierwszych pamięci na drutach magnetycznych nie różniły się zbyt od aktualnie budowanych pamięci ferrytowych /np. 0,6  $\mu$ s w pamięciach maszyn serii 9000 firmy UNIVAC/. Obecnie budowane są pamięci tego typu o cyklu 200 ns /Electronic Memories/ i podaje się wartość 100 ns jako możliwą do osiągnięcia.

Możliwość nieniszczącego odczytu, której nie posiadają inne masowo wytwarzane pamięci, dodatkowo skraca efektywny cykl pracy o około 1/3. Zaoszczędza się w ten sposób również na towarzyszącym wyposażeniu elektronicznym, a co za tym idzie na koszcie. Ponadto możliwa jest wtedy



organizacja zbliżona do 2,5 D, przy której osiągana jest większa szybkość przy mniejszych nakładach nawet w małych pamięciach.

Najbardziej ekonomiczną jest taka pamięć na drutach magnetycznych, w której amplitudy prądu w linii słowa dla nieniszczącego odczytu i dla zapisu są równe.

Istotnym parametrem przy ocenie poszczególnych rodzajów pamięci jest procentowy uzysk elementów czy podzespołów tworzących blok ośrodka przechowującego informację. W przypadku rdzeni sytuacja jest korzystniejsza, gdyż każdy zły rdzeń może być odrzucony, a ponadto technologia wykorzystania rdzeni uległa znacznemu udoskonalaniu przez kilkanaście ostatnich lat.

W przypadku drutów sytuacja jest odmienna. Tu próbie muszą sprostać całe odcinki zawierające po kilkaset elementów pamięciowych, co znacznie obniża uzysk. W roku 1968 firma UNIVAC podawała, że wahał się on pomiędzy 35 a 60%.

Najtrudniej jest otrzymać zadowalający uzysk w wypadku wytwarzania całego płatu jednocześnie, jak to bywa czasem w pewnych rozwiązaniach na warstwach płaskich. Powiększenie uzysku dla drutów magnetycznych osiąga się dzięki ciągłej kontroli współczynnika magnetostrykcji, a także stopnia koncentracji niklu i żelaza w osadzonej warstwie.

### 3. Krótki przegląd rozwoju pamięci na drutach magnetycznych

Prace nad cienkimi warstwami magnetycznymi prowadzono w wielu laboratoriach już w końcu lat pięćdziesiątych, przy czym pomimo optymistycznych prognoz, natrafiono na znaczne trudności technologiczne, które odsunęły praktyczną realizację pamięci na dalszych kilka lat.

W pierwszym okresie zajmowano się bardziej warstwami płaskimi, naporowywanymi w próżni. Ale już w 1958 roku zaproponowano [4], a w dwa lata później [5] wykonano pierwsze cylindryczne elementy pamięciowe. Na międzynarodowej konferencji magnetycznej Intermag 1964 przedstawiono już dwa opracowania pamięci tego rodzaju ogłoszone przez Bell Telephone Laboratories [6] z USA i Kokusai Denso Denwa Corp. [7] z Japonii.

W tabeli 1 przedstawiono podstawowe parametry elektryczne i konstrukcyjne pamięci na drutach magnetycznych, których opisy ogłoszone zostały w literaturze, w kolejności ich pojawiania się. Wiele firm wprowadziło już modyfikacje, poprawiając znacznie niektóre z parametrów. Dane z tej tabeli pochodzą z pierwszych opublikowanych opracowań. Parametry nowych opracowań podawane są pod starymi wraz ze źródłem informacji.

Można wyróżnić dwa zasadnicze ośrodki, które wprowadziły najwcześniej produkcję pamięci tego typu i rozwinęły ją na dość szeroką skalę. Pierwszym z nich jest japońska firma Toko Incorporation, która już w 1965 roku opracowała pamięć o pojemności 4096 słów 10-bitowych do maszyny Mark 6 [9]. Tutaj właśnie zastosowano "tkaną" technologię wytwarzania płytów, o której była mowa w poprzednim rozdziale.

Nową wersję tej pamięci zastosowano w roku 1968 w maszynach firmy Oki-Univac serii 9000, będących odpowiednikiem maszyn wyposażonych w Ameryce i w Europie w pamięci na drutach magnetycznych firmy Univac, o innej technologii wytwarzania. Maksymalna pojemność pamięci maszyny Oki 9400 wynosi 134000 słów. Produkcja tego rodzaju pamięci dochodziła wiosną 1969 roku do około 5 milionów bitów miesięcznie.

Licencja na wytwarzanie pamięci tego rodzaju została zakupiona przez amerykańską firmę Librascope, należącą do Singer-General Precision Inc., która specjalizuje się w pamięciach dla zastosowań wojskowych, kosmicznych i lotniczych, o specjalnych własnościach wytrzymałościowych. Opracowany przez nią blok [18] o pojemności 64 tysięcy słów poddawany jest w badaniach przyspieszeniu do 30 G, a także wstrząsom i wibracjom występującym w pociskach sterowanych. Zakres temperatur pracy wynosi od  $-40$  do  $+85^{\circ}\text{C}$ , a ciężar niewiele przekracza 1 kilogram. Odczytu można dokonać tu w ciągu 150 ns, a zapisu w 200 ns.

Drugim i najpoważniejszym producentem pamięci na drutach magnetycznych jest firma Univac. W roku 1968 oceniano [15], iż pamięci na drutach stanowią około 2,5% wszystkich pamięci o przypadkowym dostępie, z czego większość przypadła na pamięci maszyn serii 9000. W rozwiązaniu tym druty wsuwa się w otwory znajdujące się w warstwie plastikowej. Po obu stronach warstwy nadrukowano ścieżki linii słów, zaś

Tabela 1

Parametry elektryczne i niektóre parametry konstrukcyjne pamięci na drutach magnetycznych

Lp	Producent /opracowujący/	Zastosowanie	Parametry pamięci		Parametry elektryczne			Parametry konstrukcyjne				Data oprac./publikacji/ratunek	Nr pozycji literatury						
			Pojemność słów	cyklu bitów	czas /μs/ dostępu	Prąd /mA/	odczytu	czas trwania	przebieżność	SYG-nał odczytu /mV/	materiał			grub. warstwy /μm/	szereż. /średn. linii słów	rozstęp linii	odl. linii bit.		
1	Bell Telephone Laboratories	-	-	-	800	20	50/20	800	20	50/20	15	Be Cu	1	0,13	1,3	1,3	0,13	1964	[6]
2	-	-	1024	80	0,15	0,075	900	10	20	80	10	Be Cu	1	0,13	0,64	1,3	0,19	XI.1966	[8]
3	Tokai Inscrp	Mark 6	4096 do 134000	10	0,4-0,6	200	500	65	40	400	1,5	fosf. bronz	0,5-0,7	0,2	1	1,24	0,07	IX.1965	[9]
4	Honeywell	-	4096	128	0,2	600	20	20	20	20	0,13	Be Cu	1	0,13	1,3	0,25	0,13	X.1966	[11]
5	Honeywell	Poseidon	16384	2	16384	2	16384	2	16384	2	16384	2	16384	2	16384	2	16384	XI.1968	[12]
6	Univac	seria 9000	16384	9	0,5	900	800	40	40	80	10	Be Cu	1	0,13	0,76	1,52	1,02	1966	[3,13]
7	Plessey	-	1024	100	0,25	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	1967	[14]
8	Adbrascopie	-	1280	50	0,15/0,2	230	650	65	65	10%	10%	Be Cu	1	0,13	0,38	1,14	1,14	1967	[15]
9	Nippon Electric Corp.	-	16384	72	1-2	300	300	40	20	50	20	fosf. bronz	0,13	0,13	1	1,5	1,5	1968	[16]
10	Electronic Memories	-	64	39	0,2	900	900	40	20	50	20	fosf. bronz	0,13	0,13	1	1,5	1,5	1968	[17]
11	Ferroxubo Corp.	-	8192	18	0,15/0,2	900	900	40	20	50	20	fosf. bronz	0,13	0,13	1	1,5	1,5	X.1967	[18]
12	Memory Systems Incorp.	-	1024	36	0,2	700	700	45	20	50	20	fosf. bronz	0,13	0,13	1	1,5	1,5	VII.1968	[19]
13	Phillips	-	256-16384	144-9	0,15/0,3	875	875	45	20	50	20	fosf. bronz	0,13	0,13	1	1,5	1,5	X.1969	[20]
14	Loekheed Electronics Corp.	-	512-4096	144-18	0,15/0,3	875	875	45	20	50	20	fosf. bronz	0,13	0,13	1	1,5	1,5	X.1969	[21]
15	Space and Tactical Systems Corp.	-	4096	16	0,4/0,5	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	fosf. bronz	0,13	0,13	1	1,5	1,5	XI.1969	[22]

\* / odpowiednio prędy w linii słowa i prędy bitowy  
 \*\* / odpowiednio odczytu i zapisu

pomiędzy kolejnymi drutami znajdują się niepokryte warstwą druty kompensujące. Jeśli chodzi o elektryczne własności pamięci, to charakteryzuje się ona jednakowymi amplitudami prądów zapisu i odczytu oraz stosowaniem matrycy przełączającej, co umożliwia stosowanie jednego wzmacniacza odczytu i bitowego układu wzbudzającego dla 16 drutów.

To ostatnie rozwiązanie krytykowane było w pracy [21] jako nie przynoszące zbyt dużej oszczędności i wywierające poważny wpływ na wydłużenie cyklu pamięci. W pracy tej opisuje autor pamięć o pojemności 16384 słów 72-bitowych, której cykl odczytu wynosi 100 ns, a zapisu 200 ns, i której koszt jest tylko o niecałe 10% wyższy od rozwiązania z matrycą przełączającą. Zastosowanie matrycy bitowej uniemożliwiłoby osiągnięcie tak krótkich cykli.

Inni producenci wymienieni w tabeli 1 nie rozwinęli produkcji na tak szeroką skalę, jak omówieni powyżej. Jednakże prawie wszystkie firmy przewidują znaczny wzrost produkcji w najbliższych latach. Honeywell [12] przewiduje produkcję wartości 200 milionów dolarów w 1971 roku, przy czym ma to dotyczyć głównie zastosowań wojskowych i lotniczo-kosmicznych. Electronic Memories [22] przystąpiła do masowej produkcji pamięci na drutach magnetycznych w połowie 1969 roku, a Ferroxcube na początku 1969 roku [23] oferował bloki tej pamięci o pojemności prawie 150 tysięcy bitów i cyklu odczytu 150 ns. Tworzone są też działy pamięci na drutach magnetycznych w innych firmach jak Stromberg-Carlson Corp. [28], a Flexible Circuits Inc. oferuje płyty zawierające ponad 165.000 bitów [29].

W pracy [30] zreferowano wyniki ankiety dotyczącej perspektyw rozwoju pamięci na drutach magnetycznych w latach 1970-75. Przewidywania zawierały się w dość szerokich granicach. Najwięcej ankietowanych zakładało, że pamięci na drutach magnetycznych stanowiąc będą około 10% całkowitej produkcji pamięci o przypadkowym dostępie. Najniższy szacunek wynosił 3% /przedstawiciel firmy Philco-Ford/, a najwyższy 60% /Toko/. W tej samej ankiecie oceniono perspektywy pamięci na płaskich warstwach magnetycznych na 5-15%, a pamięci ferrytowych na 30-90%.

Aczkolwiek pamięć opracowana w firmie National Cash Register [30] o wzdłużnym kierunku łatwego namagnesowania odbiega od klasycznych pa-

mięci na drutach magnetycznych, to jednak jest on najbardziej do nich zbliżony. Pamięć ta, pozornie mało technologiczna, przeżywa ostatnio bujny rozwój [32]. Firma NCR wytwarzała latem 1969 roku miesięcznie 200 pamięci o pojemności około 16 tysięcy słów i cyklu 0,8  $\mu$ s i przewidywała wzrost produkcji do 500 sztuk. Automatyzacja produkcji ramek pozwala na wytworzenie ramki o pojemności 4096 bitów w ciągu 50 minut, podczas gdy czas uzwajania analogicznej ramki na rdzeniach szacuje się na 8-10 godzin.

#### 4. Specyfika układów elektronicznych pamięci na drutach magnetycznych

Układy elektroniczne pamięci na drutach magnetycznych najlepiej można scharakteryzować przez porównanie ich z powszechnie znanymi układami tego rodzaju dla pamięci ferrytowych. Funkcjonalnie oba rodzaje układów nie różnią się zbyt. Możemy wyróżnić tu układy dekodująco-wzbudzające adresów, układy informacji /odczytu-zapisu/ i sieć sterowania. Pierwsza grupa zawiera generatory i klucze prądowe oraz układy dekodowania adresu /najczęściej matryce diodowe/. Druga grupa zawiera wzmacniacze odczytu, regeneracji, a także bitowe wzmacniacze zapisu. Sieć sterowania, a także częściowo i pozostałe układy zawierają standardowe elementy dla realizacji funkcji logicznych, takie jak: inwertery, przerzutniki, linie opóźniające itd. Stanowią one trzecią grupę układów elektronicznych pamięci.

Różnice pomiędzy układami elektronicznymi obu rodzajów pamięci wynikają z innej ich organizacji, gdyż większość wytwarzanych obecnie pamięci ferrytowych ma strukturę koincydencyjną /3D/ lub  $2^{1/2}$  D, podczas gdy pamięci na drutach, jak to już wspomniano, są z zasady projektowane jako liniowe /2D/. Przy dużych pojemnościach dąży się ze względów ekonomicznych do struktury  $2^{1/2}$  D. Koszt elektroniki stanowi w pamięci na drutach większy procentowy udział kosztu całej pamięci, aniżeli to ma miejsce w pamięciach ferrytowych.

Krótszy czas cyklu pamięci na drutach stawia wysokie wymagania w stosunku do układów poszczególnych grup. Dotyczy to zwłaszcza specyficznych układów pamięciowych, ponieważ układy logiczne są zwykle o rząd wielkości szybsze od opracowywanych pamięci i zastosowanie ich

nie przedstawia problemu. Natomiast w układach wzbudzających krótszy cykl oznacza konieczność wytwarzania impulsów o krótszych czasach narastania. Komplikuje to wytwarzanie impulsów, a ponadto wzrasta znacznie zakłóceń. Przy liniowej strukturze może również zachodzić potrzeba różnych amplitud prądów odczytu i zapisu w liniach słów. Ponadto trzeba brać pod uwagę czasy propagacji w poszczególnych podzespołach. Dotyczy to również bloku pamięci i przewodów połączeniowych.

Jeśli chodzi o układy informacji, to wzmacniacze informacji muszą sprostać ostrzejszym wymogom, gdyż amplituda sygnału jest kilkakrotnie niższa w porównaniu z pamięciami ferrytowymi. Jednocześnie skrócenie długości cyklu pamięci prowadzi do poszerzenia pasma wzmacniacza odczytu i ograniczenia dopuszczalnych opóźnień. Zwiększone zakłócenia powodują wzrost wymagań w stosunku do symetrii i eliminacji zakłóceń synfazowych.

Oczywiście nie można dać żadnych gotowych reguł rozwiązywania układów elektronicznych pamięci na drutach magnetycznych. Zależy to od parametrów pamięci - jej pojemności i czasu cyklu, a także od możliwości zastosowania odpowiednich elementów i podzespołów /zwłaszcza półprzewodnikowych/. Obecnie obserwuje się tendencję powszechnego przechodzenia na obwody scalone ze względu na czasy propagacji oraz cenę, jednakże trudno jest szereg układów na elementach dyskretnych czy hybrydowych zastąpić układami scalonymi. Najłatwiej wprowadzać scalanie do układów małej mocy, a więc do wzmacniaczy odczytu, sieci sterowania itp. Wydaje się, że w najbliższych latach znaczna część układów elektronicznych pamięci zostanie objęta tym procesem.

Należy podkreślić, że rola układów elektronicznych w omawianej pamięci jest bardziej istotna aniżeli w pamięciach ferrytowych, ponieważ w pierwszym przypadku cykl pamięci był w znacznym stopniu określony czasem przełączania rdzenia, w drugim przypadku natomiast czas przełączania warstwy jest określony przez czas narastania impulsu wzbudzającego. Dlatego w tym przypadku częściej aniżeli to miało miejsce przy pamięci rdzeniowej, pojawia się ze strony konstruktorów pamięci postulat opracowania nowych elementów półprzewodnikowych o korzystniejszych parametrach, od spełnienia którego uzależniają oni osiągnięcieżądanego cyklu pamięci.

## 5. Rozwiązania na elementach dyskretnych

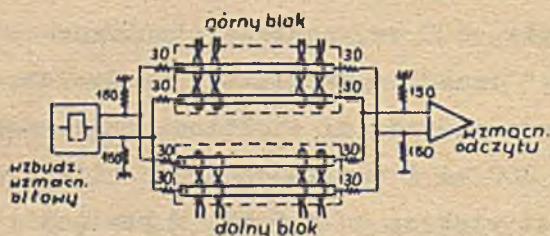
Przytoczone zostały przykłady rozwiązań na elementach dyskretnych zarówno z okresu kiedy nie istniały jeszcze obwody scalone jak i przykłady rozwiązań z ostatnich lat. Jednym z pierwszych opisanych rozwiązań [9] był typowy układ pamięciowy, który krótko spróbuję tutaj przedstawić.

Pamięć ta o pojemności 4096 słów 10-bitowych i o czasie odczytu 400 ns oraz czasie zapisu 600 ns, posiada nieniszczący odczyt i jest zrealizowana w "tkanej" technologii płytów. Prądy potrzebne do wzbudzenia pamięci wynoszą odpowiednio: amplituda prądu zapisu 500 mA, amplituda prądu odczytu 200 mA i amplituda prądu bitowego 65 mA. Amplituda sygnału odczytu jest większa od 1,5 mV. W pamięci tej zastosowano transformatorowo-diodową matrycę wybierania słów, co oprócz obniżenia kosztów zmniejsza zakłócenia spowodowane sprzężeniem statycznym pomiędzy liniami słów, a liniami bitowymi. Tworzy się wtedy bowiem dzielnik złożony z pojemności międzyuzwojeniowej transformatora i pojemności rozproszonych pomiędzy linią słowa, a linią bitową i masą. Ponadto zastosowanie transformatorów zmniejsza znacznie czasy ładowania i rozładowywania pojemności rozproszonych pomiędzy linią słowa a masą.

Celem zredukowania zakłóceń od bitowych prądów wzbudzających umieszczono wzmacniacze odczytu i wzmacniacze wzbudzające z przeciwnych stron bloku pamięci /rys. 1/, przy czym impedancje tych układów dopasowano do oporności falowej pary drutów. Obydwa rodzaje układów są zrównoważone. Prąd z wzbudzającego wzmacniacza bitowego powinien być dwukrotnie większy, ale w układzie wzmacniacza odczytu ulega on zniesieniu i wówczas łatwo oddziela się sygnał odczytu od zakłóceń. Na skutek właściwego dopasowania zlikwidowane zostały odbicia i zniekształcenia. W omawianym przypadku transformatory matrycy diodowej były nawinięte bifilarnie na rdzeniu toroidalnym o średnicy zewnętrznej 4 mm. Przenikalność początkowa materiału wynosiła 3300, a indukcyjność 14-zwojowego uzwojenia 90  $\mu\text{H}$ .

Opisywany układ nie stanowił pamięci produkowanej seryjnie, lecz był wykorzystany dla sprawdzenia przewidywanych w projekcie właściwości i przeprowadzenia odpowiednich badań. Dlatego został on wyposażony

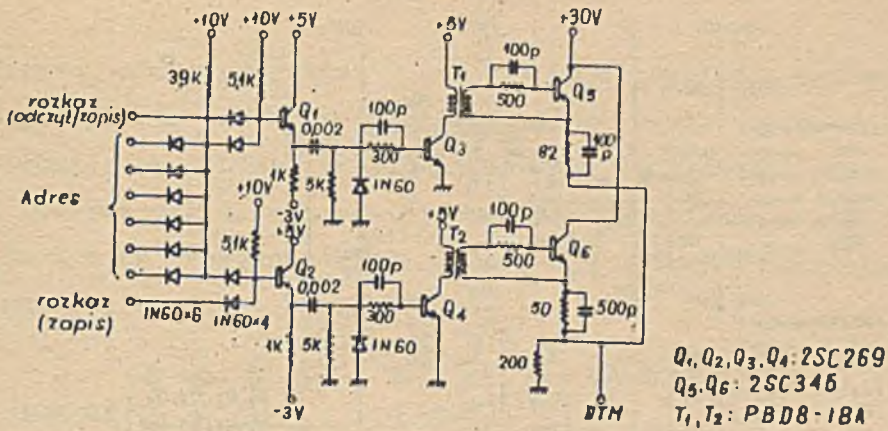
dotatkowo w układy zastępujące maszynę cyfrową z programowanym generatorem impulsów na czele, który wytwarzał wszystkie potrzebne ciągi impulsów sterujących. Wybór adresów i informacji wpisywanych mógł być dokonywany przy pomocy przełączników ręcznych. Wzajemne rozmieszczenie układów i sposób uzwajania /skrętki/ miały zapewnić minimalizację zakłóceń. Pobór mocy przy pracy ciągłej wynosił 46 W.



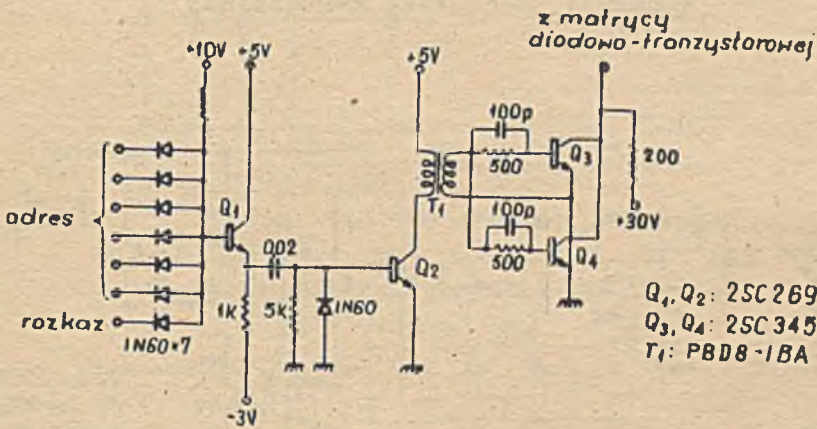
Rys. 1. Zakończenie linii bitowych

W omawianym przypadku układy wzbudzające obejmują 64 wzmacniacze wzbudzające słów i 64 przełączniki słów. Schematy tych układów zostały pokazane na rys. 2 i 3. Układy te umieszczono w bezpośrednim sąsiedztwie bloku nośnika informacji w taki sposób, aby w jak najmniejszym stopniu mogły wpływać na obwody i układy odczytu. Ze względu na to, iż prąd w linii słowa dla zapisu /500 mA/ jest dwu- i półkrotnie większy od amplitudy tego prądu przy odczycie, wzmacniacz wzbudzający słowa posiada dwa równoległe tory, z których tylko jeden jest wykorzystywany przy odczycie. Wartość prądu wyjściowego jest określana przez oporniki włączone w obwody emiterów tranzystorów stopni końcowych pracujących w obszarze nasycenia. Oporniki te są bocznikowane pojemnościami, których zadaniem jest kompensowanie wpływu indukcyjności linii słowa i zapewnienie optymalnego kształtu impulsów prądowych. Opóźnienie w obydwu tych układach wynosi około 20 ns. Czas narastania prądu w linii słowa 50 ns dla zapisu i 25 ns dla odczytu.





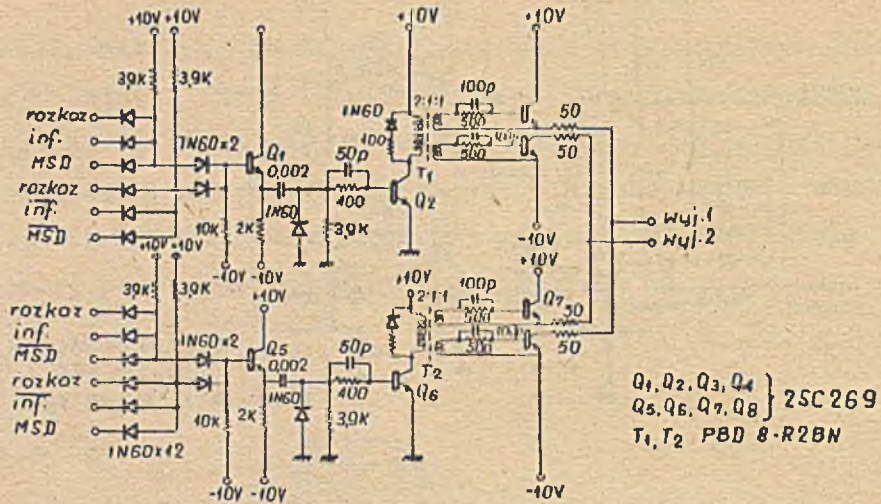
Rys. 2. Wzmacniacz wzbudzający linie słowa



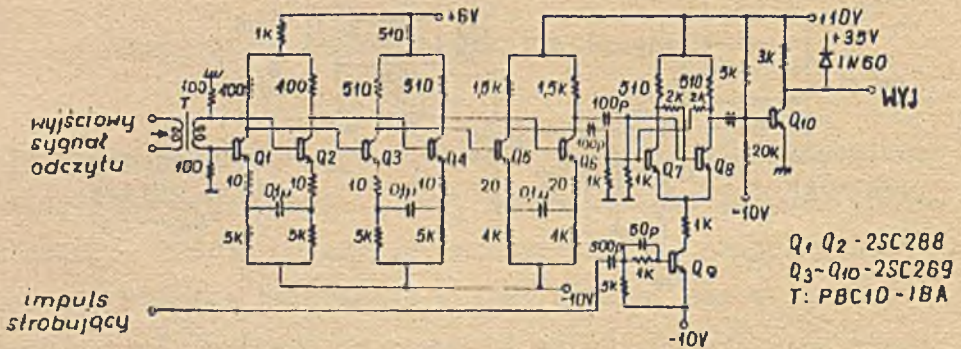
Rys. 3. Przełącznik słów

Na rys. 4 pokazano schemat bitowego wzmacniacza wzbudzającego. Może on dostarczać impulsów prądowych obu polarności o amplitudzie  $\pm 140$  mA i czasie narastania 15 ns. Opóźnienie w tym układzie wynosi również 15 ns.

Ostatnim układem omawianej pamięci jest wzmacniacz odczytu pokazany na rys. 5. Składa się on z trzystopniowego liniowego wzmacniacza różnicowego, stopnia strobujuącego w postaci klucza prądowego o sprzężeniu emiterowym i impulsowego wzmacniacza końcowego. Częstotliwości graniczne wzmacniacza różnicowego wynoszą odpowiednio 100 kHz i 15 MHz, a wzmocnienie 60 dB. Impuls strobujujący służy do otwierania jednego z tranzystorów klucza zależnie od polarności impulsu wejściowego. Stopień ten ma własności formujące przy czułości  $\pm 50$  mV.



Rys. 4. Bitowy wzmacniacz wzbudzający

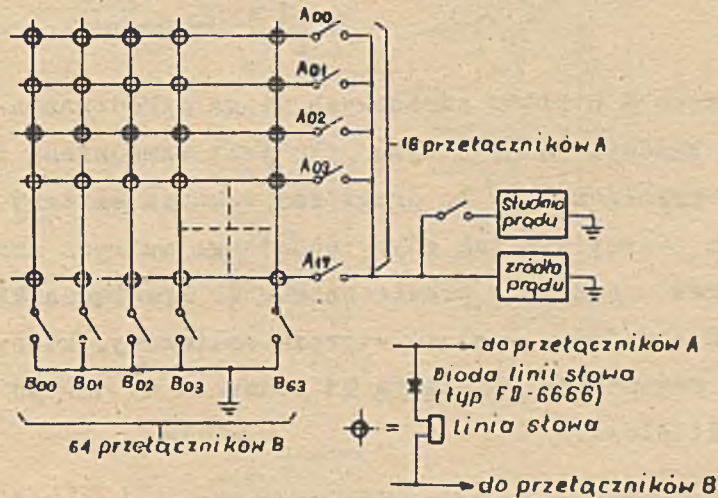


Rys. 5. Wzmacniacz odczytu

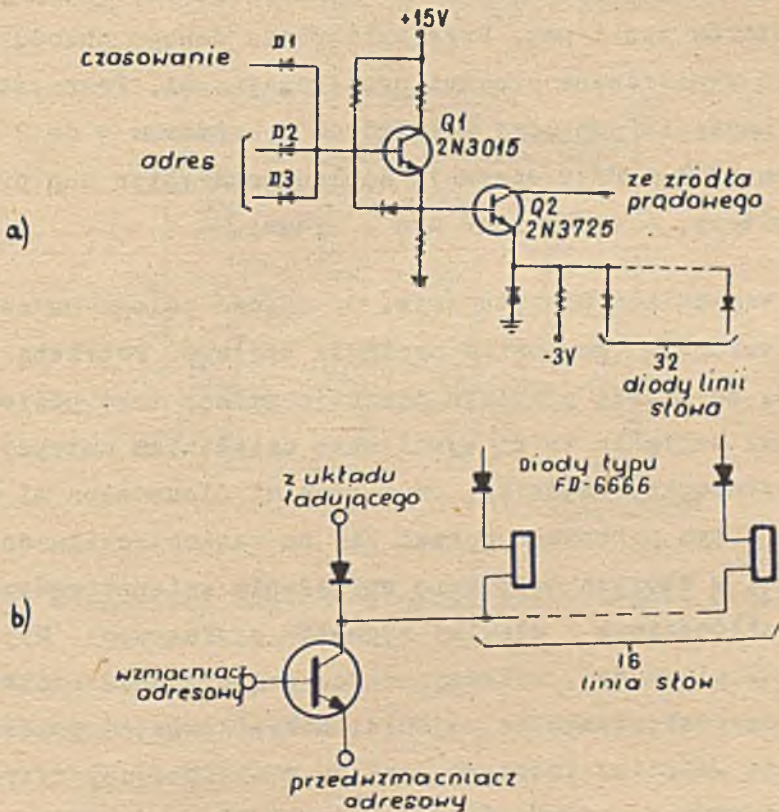
Dla poszczególnych podzespołów tej pamięci oceniono występujące w nich opóźnienia. Tak np. opóźnienie występujące w bloku informacji, od bitowego wzmacniacza wzbudzającego do wzmacniacza odczytu, wynosiło 40 ns. Celem zmniejszenia rozrzutów położenia czasowych impulsów wyjściowych zmienia się w zależności od adresu usytuowanie bitowych impulsów wzbudzających. Występuje tu 8 różnych położenia tych impulsów.

Przejdziemy teraz do bardziej szczegółowych danych o układach elektronicznych wspomnianej pamięci firmy Univac. Moduł tej pamięci stosowany w maszynach serii 9000 zawiera 16384 słów 9-bitowych. Jak już wiadomo dla zmniejszenia ilości układów wybierających zastosowano tu ma-

trycę bitową, która przełącza 9 układów poszczególnych bitów na 144 druty magnetyczne, redukując tym samym ilość wybieranych linii słów do 1024. Uproszczony schemat układu wybierania słów został pokazany na rys. 6. Konwencjonalna matryca diodowa jest wzbudzana przez 16 przełączników A i 64 przełączniki B. Układy obu rodzajów przełączników pokazano na rysunku 7.



Rys. 6. System wybierania linii słów



Rys. 7. Układy przełączników prądowych

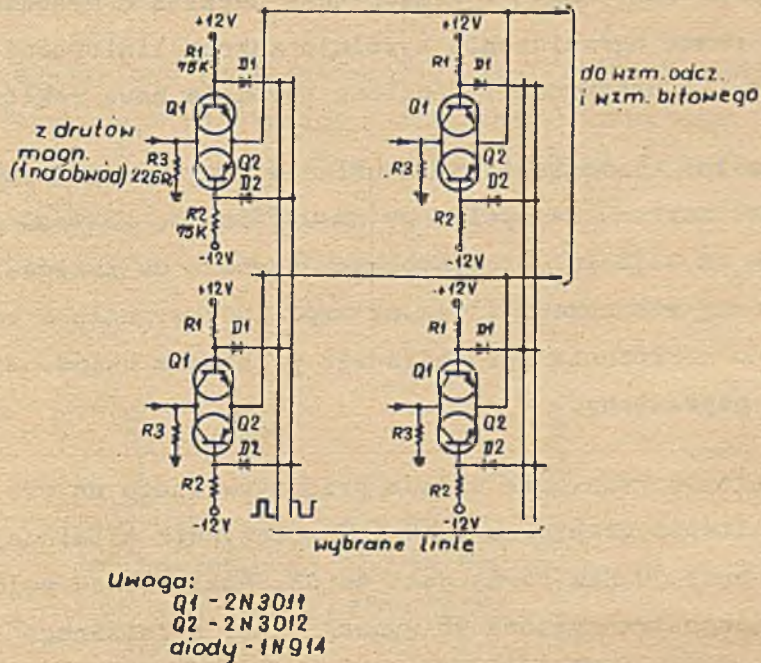
Źródło prądowe dostarcza prądu o wartości do 1A o maksymalnym czasie narastania 30 ns. W czasie, w którym ma ulec przerwaniu posyłanie impulsów obwód prądu zamyka się poprzez studnię prądową. Po zamknięciu przełączników A i B studnia prądowa zostaje odłączona i prąd przepływa przez wybraną linię słowa i diodę typu FD-6. Na wejściu przełączników jest utworzony iloczyn dla sygnału strobujującego i przebiegów adresowych. Oba tranzystory w przełączniku A pracują wówczas jako wtórnik emiterowe.

W przełącznikach B 6 bitów adresowych ulega dekodowaniu na dwie grupy po 8 wyjść z każdej. Jedna z tych grup jest wzmacniana i wzbudza bazy tranzystorów przełączników B, druga zaś wzbudza emitery tranzystorów. Dzięki temu tworzy się jak gdyby dodatkowa matryca zmniejszająca ilość tranzystorów w systemie przełączników B. Przełączniki te posiadają wspólny układ ładujący. Jest to wtórnik emiterowy, który służy do szybkiej zmiany potencjału kolektora Q1 ponownie do 12V po skończeniu się prądu w linii słowa.

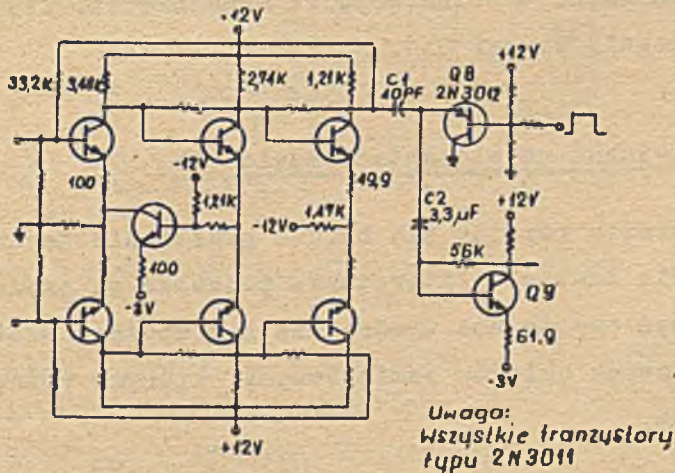
Jeśli chodzi o układy informacji, występuje tu wspomniana matryca bitowa, której fragment pokazano na rys. 8. Każdy element matrycy składa się z 2 tranzystorów npn i pnp. Przy wybieraniu danego obwodu bazy obu tranzystorów są wysterowane prądami przełączającymi. Tranzystor pnp ma wówczas spadek napięcia pomiędzy kolektorem a emiterem 1 do 2 mV i oporność dynamiczną 18  $\Omega$ . Przy operacji zapisu tranzystor pnp przewodzi dodatni prąd bitowy, a tranzystor npn - ujemny.

Jeśli chodzi o wzmacniacz odczytu /rys. 9/ nowość polega na zastosowaniu układu przywracającego poziom napięcia stałego. Potrzeba tego układu wynika stąd, że szereg przyczyn powoduje zmianę tego poziomu na wejściu wzmacniacza. Napięcia te są wywoływane działaniem matrycy bitowej, zapisem /najważniejszy czynnik/, oraz stanami nieustalonymi w linii odczytu. W związku z tym próbowano oprzeć się na takich rozwiązaniach wzmacniacza odczytu, w których stosowano sprzężenie zmiennoprądowe, przełączniki antyzakłóceń i dławiki sygnałów synfazowych. Najkorzystniejszym okazał się model, w którym układ przywracania poziomu zapewnia zerowy poziom odniesienia na wyjściu, niezależnie od przesunięć stałonapięciowych na wejściu. Istotnym jest tu postulat, aby zespół każdego bitu znajdował się na jednym oddzielnym pakiecie, gdyż wówczas

zmniejszają się połączenia zewnętrzne, a w następstwie tego obwody wrażliwe na zakłócenia i powodujące opóźnienia.



Rys. 8. Matryca bitowa



Rys. 9. Wzmacniacz odczytu i układ przywracania poziomu stałego

Zespół bitowy obejmuje w tej pamięci również stopień rejestru. Impuls strobowy o szerokości 20 ns podawany jest na bazę tranzystora Q8 z bramki strobowej, która składa się z dwóch tranzystorów o wspólnym oporniku w kolektorze. Odcięcie obu tranzystorów powoduje wytworzenie

nie impulsu. Ze względu na dwukierunkowy sygnał odczytu z drutu, polaryzacja układu strobujuącego powinna być bliska zeru. Zapewnia to zadowalający stosunek sygnału do zakłócenia przebiegów zmiennoprądowych i pozwala na zastosowanie wzmacniacza odczytu o wysokim wzmocnieniu. Jednakże pewne ograniczenia wywołuje zakres liniowości wzmacniacza oraz fakt, iż przywracanie poziomu powoduje nowe zakłócenia.

Maksymalne wzmocnienie poza układem przywracania poziomu równe jest stosunkowi zakresu napięciowego na wyjściu do zakresu zakłóceń stałoprądowych na wejściu. Stąd stosunek sygnału do zakłóceń w tym układzie będzie równy stosunkowi iloczynu amplitudy sygnału i wzmocnienia poza układem do zakłócenia wprowadzanego przez sam układ. Stosunek ten nie może być poprawiony.

Wzmocnienie różnicowe układu przedstawionego na rys. 9 wynosi 52 dB, a częstotliwość graniczna 8 MHz. Współczynnik eliminacji zakłóceń synfazowych przy 10 MHz równy jest 46 dB. Stała czasu pojemności  $C_1$  i przewodzącego tranzystora Q8 wynosi 5 ns, a zatkanego tranzystora - 1  $\mu$ s. Kondensator  $C_2$  jest niezbędny dla zapewnienia tranzystorowi Q9 odpowiednich stałych potencjałów. Przesunięcie poziomu na tym kondensatorze jest równoważne 1 mV na wejściu wzmacniacza. Typowy stosunek sygnału do zakłócenia wynosi 5:1.

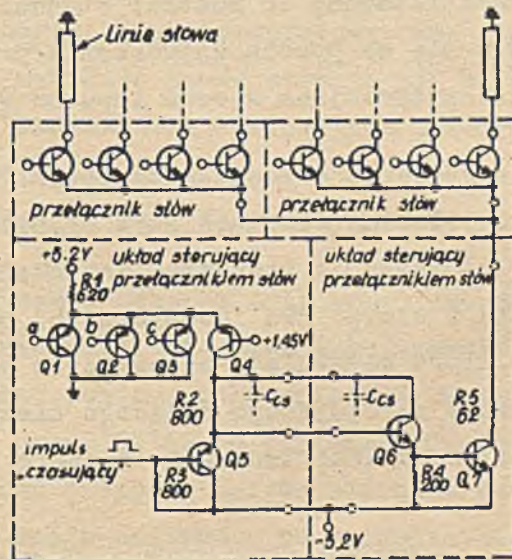
## 6. Przykłady rozwiązań na elementach scalonych

W ostatnim okresie rozwija się bardzo gwałtownie technologia obwodów scalonych. Nie zawsze w literaturze podawane są szczegółowe opisy tych układów, gdyż często nie wyodrębnia się spośród skatalogowanych układów standardowych układów pamięciowych, których różnorodność ciągle się powiększa.

Przykładem z wcześniejszego okresu rozwoju tych układów mogą być rozwiązania [33] opracowane dla płaskich warstw magnetycznych. Ze względu na to, iż chciano scalić wszystkie układy elektroniczne pamięci, a poziom technologii nie pozwalał na uzyskiwanie układów o większej mocy, prąd w linii słowa przyjęto o rząd wielkości mniejszy, aniżeli w innych pamięciach tego typu. Widać tu wyraźnie postęp w skracaniu cyklu pamięci, co między innymi możliwe było do uzyskania

dzięki korzystniejszym parametrom układów elektronicznych pamięci uzyskanym w omawianej technologii. Czasy narastania impulsów wzbudzających wynosiły tutaj 2-3 ns, a amplitudy odpowiednio 50 mA dla prądu słowa i 40 mA dla prądu bitowego.

Na rys. 10 przedstawiono fragment matrycy wybierającej. Całkowita matryca składa się z ośmiu identycznych struktur. Wykorzystuje się tu jeden przełącznik tranzystorowy na linię słowa, której jeden koniec jest uziemiony w celu zmniejszenia zarówno zakłóceń jak i składowej pojemnościowej prądu w linii słowa. Wyboru adresu dokonuje się przez wybranie emitera i bazy jednego z przełączników tranzystorowych.



Rys. 10. Schemat matrycy wybierającej linie słów

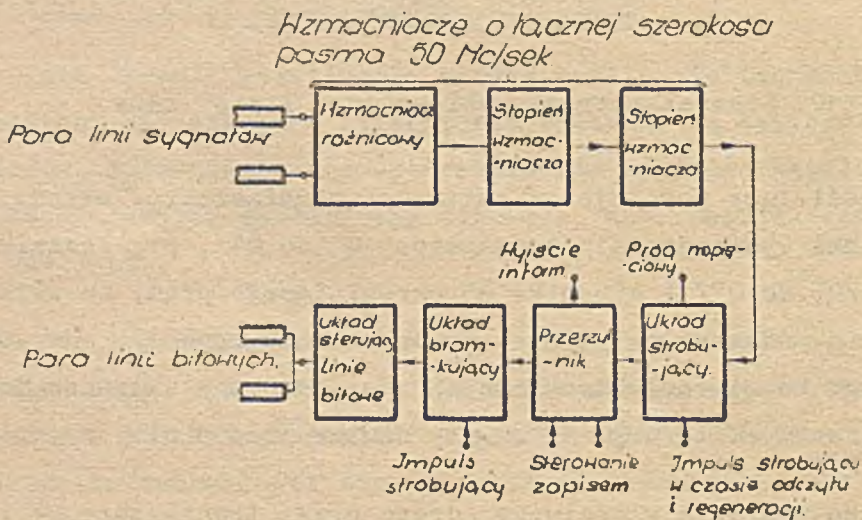
Obwód określający potencjał w emiterach przełączników składa się z prądowej bramki wybierającej /tranzystory Q1 do Q4/, przełącznika symetrycznego /Q5 do Q7/ i opornika R5 określającego prąd. Na wejściu bramek a, b, c podawane są wyjścia przerzutników rejestru adresowego zrealizowanego na mikroelektronicznych standardowych układach logicznych o sprzężeniu emiterowym /elementy zawierające 3 bity rejestru/.

W przypadku wybrania właściwego adresu przez tranzystory Q4 i Q5 przepływa prąd. Do bazy tranzystora Q5 doprowadzany jest impuls, który wyznacza moment czasowy. Pojemność pomiędzy kolektorem a podkładem tranzystorów Q4 i Q6 poprawia czas narastania prądu w linii słowa.

W czasie przepływania prądu przez tranzystor Q7 prąd ten przepływa również przez jeden z tranzystorów przełącznika słów i linię słowa. Baza wybranego tranzystora jest wzbudzana wyjściem jednej z ośmiu bramek wykonanych w tej samej technice. Dekodują one wyjścia pozostałych trzech przerzutników rejestru adresowego. To wstępne wybieranie tranzystorów przełącznika słów pozwala pracować im w układzie wspólnej bazy, na skutek czego uzyskuje się krótki czas narastania impulsów prądowych rzędu 2 do 3 ns. W całej matrycy wydziela się przy tym zaledwie 1,2 W mocy.

Schemat blokowy pętli regeneracji tej pamięci podano na rys. 11. Sygnał odczytu wytwarzany przez czoło impulsu w linii słowa jest wzmacniany, wykrywany i kształtowany do postaci standardowej. Natomiast zapis informacji odbywa się za pomocą wytworzenia prądowego impulsu bitowego, który zachodzi na opadające zbocze impulsu w linii słowa.

Każdy blok na rys. 11 jest elementem scalonym. Wzmacniacz odczytu składa się z czterech elementów wzmacniacza różnicowego, który oddziela sygnał wejściowy od znacznie większych zakłóceń synfazowych, spowodowanych prądami bitu i słowa; dwu identycznych, niesymetrycznych wzmacniaczy kaskadowych, które zapewniają odpowiednie pasmo i stabilizowane wzmocnienie oraz układu strobojującego dającego niezbędną dyskryminację i położenie czasowe. Wzmacniacz ten ma za zadanie wzmocnić sygnał o am



Rys. 11. Schemat blokowy pętli regeneracji



plitudzie 1 mV i czasie trwania 6 ns do poziomu 0,8 V, jaki jest niezbędny dla wyzwolenia przerzutnika. Wzmocnienie trzech pierwszych liniowych elementów wynosi 1400 dla środka pasma, a górna częstotliwość graniczna 50 MHz. Ponieważ składowe sygnału leżą powyżej środka pasma, efektywne wzmocnienie sygnału jest dwukrotnie niższe.

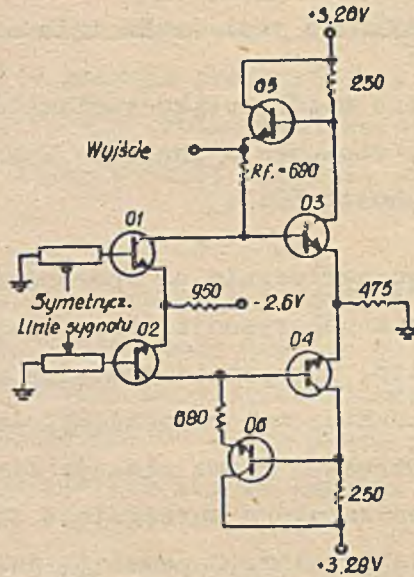
Po to, aby średni czas między uszkodzeniami dla całego urządzenia nie przekraczał 10 lat, stosunek sygnału do wewnętrznego zakłócenia wzmacniacza powinien wynosić 50:1.

Główną przyczyną tego zakłócenia są oporności baz tranzystorów wejściowych. Celem uniknięcia polaryzacji zmiany poziomów napięć, nadmiernej wydzielania mocy itp. sprzężenia pomiędzy poszczególnymi elementami wzmacniacza mają charakter zmiennoprądowy. Aby zachować niską impedancję i odpowiednią szerokość pasma stosuje się tu wtórnik emiterowy. Do tego dochodzą kondensatory sprzęgające typu cienkowarstwowego z borowo-krzemowym dielektrykiem. Zapewniają one wysoki stosunek /rzędu 10:1/ pojemności sprzęgającej do pasożytniczej.

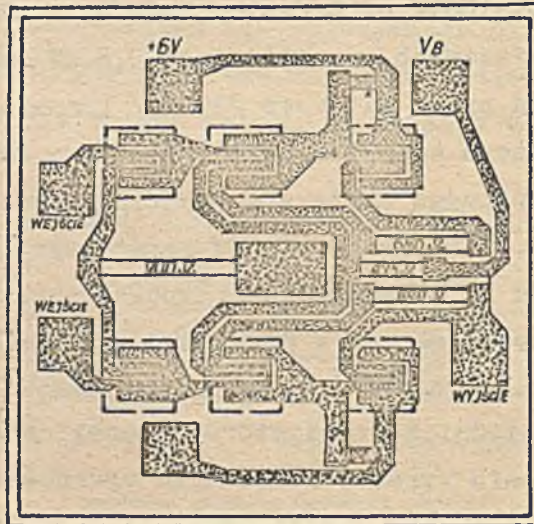
Na rys. 12 i 13 pokazano schemat oraz monolityczną strukturę elementu wzmacniacza różnicowego. Zadaniem tego wzmacniacza jest wyeliminowanie zakłóceń synfazowych o amplitudzie 0,8 mV oraz składowej synfazowej zakłócenia od prądu bitowego /15 mV/ i zmniejszenie tym samym przeciążenia wzmacniacza odczytu. Składa się on z dwóch kaskadowych stopni w układzie wspólnego emitera z bocznikującym sprzężeniem zwrotnym w drugim stopniu. Para tranzystorów wejściowych musi być ściśle dopasowana ze względu na zapewnienie zrównoważonych prądów polaryzacji. Jest to łatwiejsze do uzyskania w przypadku układów scalonych, dla których przewodności stałoprądowe w układzie wspólnego emitera nie różnią się od siebie dla sąsiednich tranzystorów więcej aniżeli o 5%. Wzmocnienie można w przybliżeniu wyrazić stosunkiem oporności sprzężenia zwrotnego  $R_f$  do oporności emitera  $Q_1$  dla małych sygnałów wejściowych  $r_{e1} = kT/qI_E$ .

W celu stabilizacji wzmocnienia należy kontrolować wartość wspomnianej oporności. Dokonuje się tego zwykle za pomocą opornika we wspólnym emiterze, zapewniając ponadto eliminację sygnałów synfazowych. Wzmacniacz różnicowy ma wzmocnienie 10 i pasmo 110 MHz. Moc wydzielana w tym wzmacniaczu wynosi 18 mW, współczynnik eliminacji sygnałów syn-

fazowych przy czasie narastania 1 ns wynosi 100:1 na zboczach impulsu i 500:1 na jego płaskiej części.



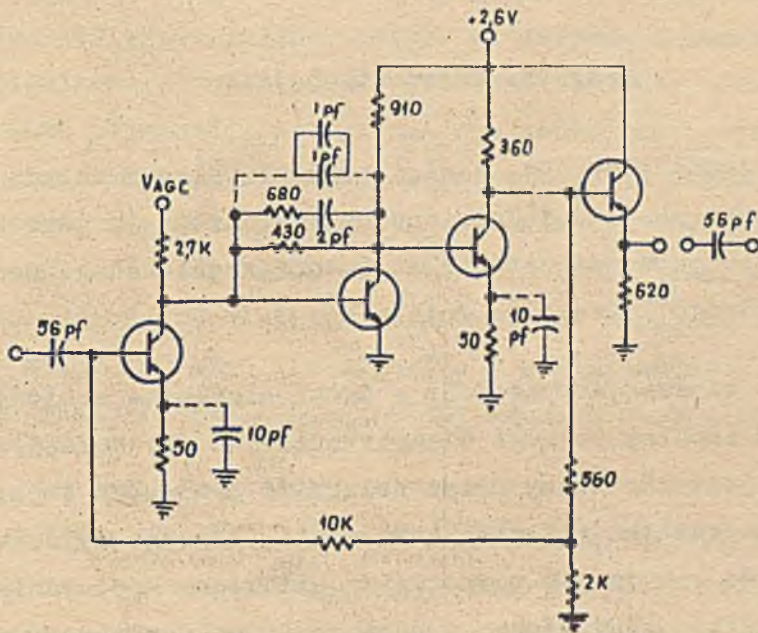
Rys. 12. Wzmacniacz różnicowy



Rys. 13. Monolityczna struktura wzmacniacza różnicowego w płytce krzemowej

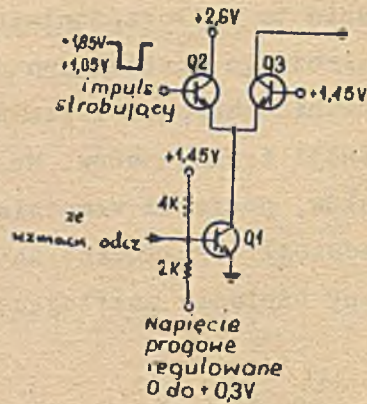
Wzmocnienie każdego stopnia kaskadowego /rys. 14/ wynosi 15, szerokość pasma przekracza 100 MHz, a moc wydzielana jest równa 20 mW. Wzmacniacz ten składa się z kolejnych stopni w układzie wspólnego emitera ze

sprężeniem zwrotnym. Zapewnia to najkorzystniejsze przebiegi wyjściowe. W obwodach sprzężenia zwrotnego zastosowano układy RC dla zmniejszenia oscylacji przy zachowaniu szerokości pasma. Sprężenie zwrotne zapewnia stabilność polaryzacji tranzystorów. Ma ono niewielki wpływ na wzmocnienie małych sygnałów, ponieważ wzmacniacz wzbudzany jest przez źródło o niskiej impedancji. Ostateczne ustalenie wzmocnienia uzyskuje się za pomocą zmiany napięcia zasilającego pierwszy stopień wzmacniacza.



Rys. 14. Wzmacniacz kaskadowy

Na rys. 15 pokazano schemat układu strobującego. Odczytana jedynka prowadzi do dodatniego impulsu na bazie tranzystora Q1 i powoduje jego przewodzenie. Przy podaniu impulsu strobującego prąd kolektora tranzystora Q1 płynie poprzez tranzystor Q3,ysterowując przerzutnik rejestru informacji. Impuls strobujący obejmuje cały sygnał wejściowy i eliminuje oscylacje występujące po tym sygnale, a spowodowane zmiennoprądowymi sprzężeniami we wzmacniaczu. Prąd z Q1 płynie w czasie zapisu przez tranzystor Q2, nie oddziałując na przerzutnik.



Rys. 15. Układ strobujący

Polaryzacja tranzystora Q1, a więc próg wyzwalania układu strobującego ustalana jest przez dzielnik oporowy dołączony do jego bazy. Dokładną wartość progę można ustalić za pomocą regulowanego napięcia dołączonego do jednego końca tego dzielnika.

Bitowy układ wzbudzający złożony z dwóch elementów scalonych /pnp i npn/ wytwarza impulsy prądowe o amplitudzie 40 mA. Rodzaj zapisywanej informacji jest określany przez polarność prądowych impulsów bitowych i stan przerzutnika rejestru informacji, którego wyjście prowadzi poprzez bramkę do wzbudzenia wzmacniacza bitowego. Moc wydzielana w bramce i w układzie wzbudzającym wynosi po 20 mW przy pracy z wypełnieniem 20%.

W elementach scalonych stosowano różne rodzaje tranzystorów, których konfiguracje i wymiary geometryczne zostały podane w pracy [33]. Poszczególne rodzaje tranzystorów dostosowano do wypełnianych przez nie funkcji. Tranzystory wzmacniacza różnicowego posiadają małą oporność  $r'_b$  dla zmniejszenia zakłóceń, częstotliwość graniczną 700 MHz i prąd emitera 2,5 mA. Zakłócenia można określić współczynnikiem 6,6 dB przy 30 MHz. Dla tranzystorów wzmacniaczy kaskadowych analogiczne parametry wynoszą odpowiednio: 800 MHz, 2,5 mA i 10 dB. Celem zmniejszenia szeregowej oporności kolektora i uzyskania dużego wzmocnienia przy dużych prądach kolektora nadaje się tranzystorom prądowym inne kształty geometryczne. Dla tranzystorów w bitowym układzie wzbudzającym  $U_{CE} = 0,4V$ ,

a  $I_C = 40$  mA, natomiast tranzystor dla wzmacniacza wzbudzającego linie słów posiada wysoką częstotliwość graniczną przy wysokim prądzie kolektora /570 MHz przy 50 mA/. Do tego typu tranzystorów pracujących w nasyceniu stosowane są domieszki złota.

W całym systemie znalazły zastosowanie 182 elementy scalone, przy czym większość rodzajów stosowanych elementów opracowana była specjalnie dla pamięci, a tylko dwa rodzaje należały do standardowych.

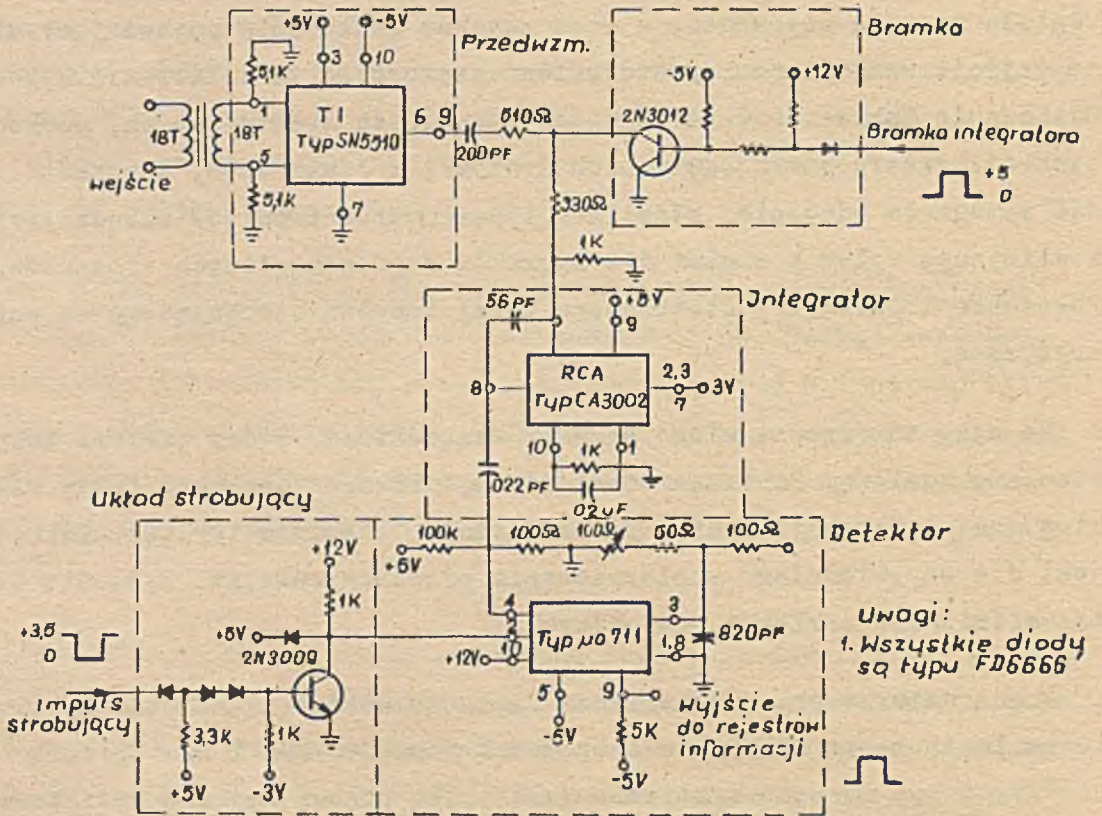
Z nowszych rozwiązań należałoby wymienić pamięć masową [16] o pojemności docelowej 100 milionów bitów /10 modułów/ i cyklu 1-2  $\mu$ s. W pamięci tej zostały wykorzystane scalone podzespoły w torze odczytu, z tym że występują tu również pewne dyskretne elementy pośredniczące. Ze względu na dużą pojemność, a więc znaczne zakłócenia pojawiające się na wejściu wzmacniacza, postanowiono zastosować tu całkowanie sygnału. Całkowanie takie zapewnia eliminację zakłóceń symetrycznych, pochodzących od przesłuchów z sąsiednich drutów i z linii słów, a ponadto łagodzi wymagania odnośnie stabilności parametrów impulsów wzbudzających i eliminuje wpływ opóźnień dla sygnałów z poszczególnych elementów. Położenie i parametry stosowanego tutaj impulsu strobującego są mniej krytyczne.

Na rys. 16 przedstawiono schemat wzmacniacza, który zawiera trzy elementy scalone. Do transformatora wejściowego dołączono tutaj właściwy drut informacji i drut kompensujący. Transformator ten niezbędny jest dla odpowiedniego spolaryzowania przedwzmacniacza. Zapewnia on też eliminację zakłóceń synfazowych.

W charakterze przedwzmacniacza użyty tu został układ scalony firmy Texas Instruments SN 5510 o szerokości pasma 40 MHz i wzmacnieniu 40 V/V, z tym że wykorzystywana jest tylko połowa wyjścia różnicowego. Na wyjściu przedwzmacniacza znajduje się układ bramkujący, który w stanie spoczynku zwiiera to wyjście, dając zerowy poziom odniesienia na wyjściu układu całkującego. W czasie odczytu bramka otwiera się, po czym ładowanie układu całkującego ponownie ją zamyka.

Na scalonym wzmacniaczu liniowym RCA CA-3002, do którego dołączono z zewnątrz kondensator sprzężenia zwrotnego, zrealizowano układ całku-

jący. Całkowanie obniża znacznie poziom napięcia wyjściowego i dlatego przebieg z wyjścia układu całkującego jest podawany na scalony wzmacniacz o wysokim wzmocnieniu Fairchild  $\mu A$  711. Wzmacniacz ten pracuje jako detektor i dokonuje się w nim również strobowanie. Jest to układ o charakterze komparatora napięciowego, dzięki czemu unika się trudnych problemów tolerancji występujących w normalnych wzmacniaczach liniowych. Posiada on bardzo wąski zakres napięcia wejściowego dla liniowego zakresu pracy - około 3 mV i nadaje się do kształtowania impulsu. Zmiana poziomu wyzwala się za pośrednictwem zmiennego opornika dołączonego z zewnątrz. Poziom ten jest praktycznie niezależny od właściwości wzmacniacza.



Rys. 16. Wzmacniacz odczytu [16]

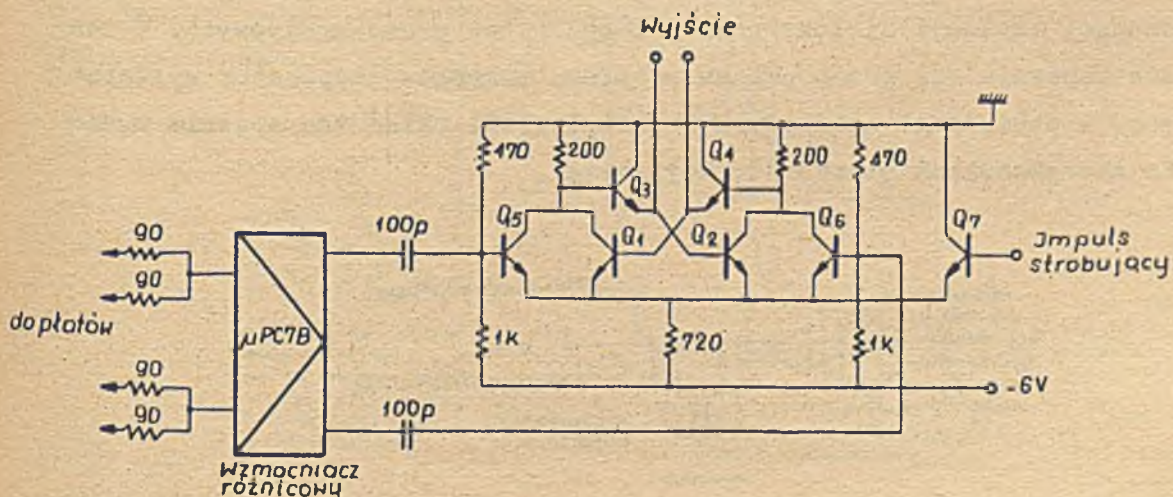
W tym układzie opóźnienie zależy od amplitudy napięcia wejściowego i usytuowania podczas impulsu strobującego w stosunku do impulsów wejściowych oraz innych czynników. Dla nominalnych warunków pracy opóźnienie to wynosi 40 ns przy wzmocnieniu 1500 i mocy traconej 130 mW [34].

Dla bardzo szybkich pamięci opóźnienie takie byłoby nie do przyjęcia. Natomiast może być z powodzeniem stosowane w opisywanej pamięci, a także w pamięciach o cyklu kilkuset ns. Chociaż sygnał z drutu magnetycznego posiada różne polarność, przebieg wyjściowy pojawia się tylko dla jednej z tych polarność. Impuls strobujący ulega wzmocnieniu na elementach dyskretnych /tranzystor 2N 3009/.

W układach wzbudzania słów, ze względu na dużą pojemność pamięci zastosowano matrycę transformatorowo-diodową, zawierającą jedną diodę i jeden transformator na każdą linię słowa. Na wejściach transformatorów zostały utworzone matryce diodowe. Zastosowanie matryc transformatorowo-diodowych zmniejsza zakłócenia dzięki możliwości uziemienia jednego końca z linii słów.

Ograniczeniami częstotliwościowymi, które nie pozwalają na sprawdzenie modelu pamięci przy wyższej częstotliwości, okazały się transformatory w układach wzbudzających matrycę bitową.

Również w pamięci firmy Nippon Electric Co [21] zastosowano monolityczny, dwustopniowy, różnicowy wzmacniacz odczytu typu  $\mu$  PC7B, którego wyjście podawane jest na układ wykrywający polarność sygnałów odczytu w czasie strobowania. Składa się on /rys. 17/ z przełącznika prądowego /tranzystory Q1 i Q2/, pętli sprzężenia zwrotnego /Q3 i Q4/ oraz tranzystorów sterujących Q5 i Q6 i wtórnik emiterowego Q7, który blokuje przełącznik prądowy w czasie nieobecności impulsu strobującego.

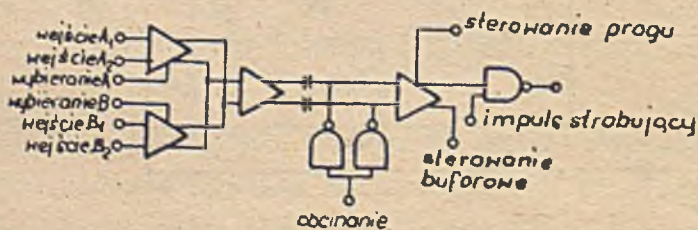


Rys. 17. Układ wzmacniacza odczytu firmy Nippon Electric Co

W pamięci Memory Systems Inc. [24] scalone są również wzbudzające wzmacniacze bitowe dostarczające impulsów prądowych o amplitudzie 45 mA. Zastosowano tu układy 74-H Texas Instruments. Natomiast jako wzmacniacze odczytu pracują tutaj układy RCA serii 3000.

Poszczególni wytwórcy układów scalonych podają jako główne ich zastosowanie pamięć na drutach magnetycznych. Przykładem może być Motorola Semiconductor Products Inc., która układy MC 1546L i MC 1446L [35] przeznacza jako wzmacniacze odczytu dla pamięci o małych sygnałach. Napięcie progowe wynosi tu 0,5 mV, a wzmocnienie około 600 V/V. Maksymalne napięcie synfazowe eliminowane przez układ wynosi  $\pm 5V$ , a czas ustalania się stanu przy tym napięciu 60 ns, co zapewnia cykl pamięci krótszy od 400 ns. Jest to monolityczny wzmacniacz czterokanałowy. Każdy kanał tego wzmacniacza jest dwubitowym adresem, a wspólny stopień wyjściowy może być strobowany. Obie wymienione odmiany różnią się zakresem temperatur pracy, które wynoszą odpowiednio od  $-55$  do  $+125^{\circ}C$  i od 0 do  $75^{\circ}C$ .

Podobnie firma Radiation Inc. reklamuje [36] nowy układ RA-2540R, o specjalnych właściwościach /"h a r d e n e d"/, zawierający dwa wzmacniacze różnicowe i komparator napięciowy. Schemat logiczny tego układu pokazano na rys. 18. Jego czułość wynosi 1 mV przy dobrych właściwościach przeciwzakłóceńowych, czasie dostępu 10 ns, a każdy z dwóch kanałów może być wybrany w zależności od polarności sygnału i organizacji pamięci. Właściwości specjalne dotyczą kompensacji prądu fotoelektrycznego, izolacji dielektrycznej i oporników grubowarstwowych. W ten sposób zapewnia się pracę układu w pełnym zakresie temperatur występujących w pamięciach na drutach magnetycznych. Układ ten spełnia wymagania amerykańskich standardów wojskowych.

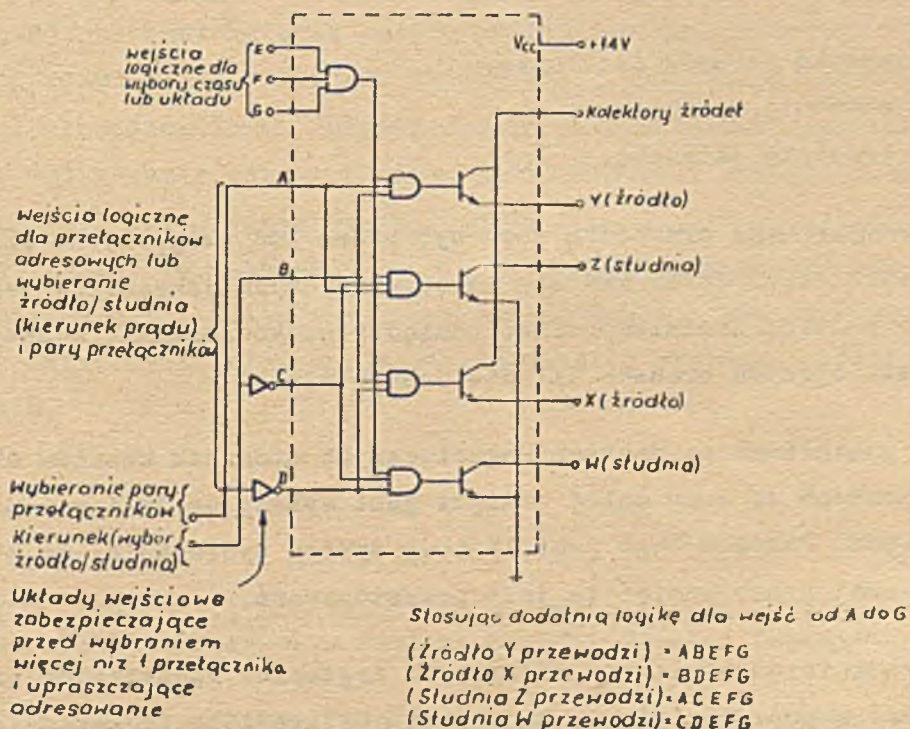


Rys. 18. Schemat logiczny monolitycznego układu firmy Radiation Inc.



Rozwiązania scalone pojawiają się również wśród układów wzbudzających mocy przeznaczonych w zasadzie do pamięci rdzeniowych. Mogą one również być stosowane do wzbudzania linii słów pamięci na drutach magnetycznych. Czasami są to tranzystory o zmienionej konstrukcji, dostosowane do współpracy z obwodami scalonymi. W ten sposób firma Motorola Sem. Prod. [37] umieściła tranzystory 2N 3762 i 2N 3467 w konstrukcjach płaskich sześć- lub czternastodoprowadzeniowych, w których dopuszczalna moc rozpraszana wynosi odpowiednio 350 i 500 mW.

Z kolei firma Texas Instruments opracowała monolityczny układ wzbudzający 3N75 324 [38] składający się z czterech szybkich przełączników wysokoprądowych sterowanych przez 7 wejść logicznych dostosowanych do układów standardowych. Ze względu na moc wydzielaną może być wybrany w danej chwili tylko jeden klucz. Układ ten jest zwykle stosowany łącznie z diodowymi matrycami dekodującymi wykonanymi również w postaci scalonej. Rysunek 19 przedstawia funkcjonalny schemat układu. Jeden biegun każdego przełącznika jest wyprowadzany na zewnątrz /W, X, Y i Z/, zaś spośród drugich - dwa są dołączane do źródła prądowego pamięci a dwa uziemiane.



Rys. 19. Uproszczony funkcjonalny schemat i tablice logiczne SN75 324 z typowymi układami na wejściach adresowych

## 7. Kryteria wyboru

Jak wynika z przytoczonego przeglądu rozwiązań istnieje duża różnorodność układów elektronicznych związanych z pamięcią na drutach magnetycznych. Poszukując rozwiązania optymalnego należy dokonać krytycznej oceny omówionych układów według odpowiednio przyjętych kryteriów. Poniżej podjęto próbę krótkiego sformułowania odpowiednich kryteriów oraz ustalenia ich hierarchii.

Zanim przystąpimy do wyboru właściwych układów musimy uzyskać dane o takich podstawowych parametrach pamięci jak długość cyklu i pojemność. Przyjęcie określonego typu drutu magnetycznego precyzuje odnośne wymagania w stosunku do układów elektronicznych impulsów odczytu. Podstawowym kryterium wyboru układów elektronicznych jest spełnienie tych wymagań.

Mając do dyspozycji szereg układów spełniających te podstawowe kryteria możemy wybierać najlepsze spośród nich. Stosowane tutaj kryteria są nawzajem powiązane ze sobą i trudno rozstrzygnąć, które jest bardziej istotne. Z tego powodu kolejność ich uszeregowania nie ma tu większego znaczenia. Poza tym dodatkowo należałoby tu uwzględnić:

- . wysoką pewność działania,
- . ekonomiczność,
- . prostotę układową.

W rozważanym przypadku mogą być brane pod uwagę tylko układy o dużej niezawodności. Jeśli zaś nie ma bezwzględnych wskaźników tego kryterium np. w postaci średniego czasu pomiędzy uszkodzeniami, możemy oprzeć się na istniejących ocenach układów danego typu.

W pamięciach na drutach magnetycznych stosunek kosztów układów elektronicznych do ceny całej pamięci jest wyższy aniżeli w pamięciach ferrytowych. Powodem tego jest liniowy system wybierania, do którego z zasady swej pracy pamięć ta jest przystosowana.

Wreszcie ostatnie z wymienionych kryteriów, aczkolwiek niewątpliwie zbieżne z poprzednimi, ma za zadanie podkreślić, iż wszędzie tam, gdzie można uzyskać ten sam efekt przy pomocy układów o różnym stopniu skomplikowania, należy wybrać układ najprostszy pod tym warunkiem, że speł-

nia on postawione wymagania i nie prowadzi do pogorszenia pewności działania całego systemu.

Jako dodatkowe kryterium można by wymienić możliwość realizacji danego układu w określonych warunkach, przy czym chodziłoby tutaj głównie o możliwość uzyskania odpowiednich elementów, zwłaszcza półprzewodnikowych. W przypadku realizacji /również częściowej/ na elementach dyskretnych należy brać pod uwagę również łatwość scalania, przewidując przyszłą pełną integrację pamięci.

Wydaje się, że znaczną część elektroniki pamięci na drutach magnetycznych można obecnie skompletować spośród dostępnych rozwiązań scalonych. Dotyczy to zwłaszcza układów informacji, a więc wzmacniaczy odczytu i bitowych wzmacniaczy wzbudzających. W przypadku konstruowania tych obwodów na elementach dyskretnych nie powinno to nastęrczać zbyt wielkich trudności, gdyż różne rodzaje tych układów były wielokrotnie opisywane /np. przegląd wzmacniaczy odczytu w pracy [39] /.

Dokonując wyboru podzespołów należy pamiętać, że nie chodzi o wierne adoptowanie układów opisanych w literaturze. Byłoby to niewskazane zarówno ze względu na zastrzeżenia patentowe jak i brak niektórych elementów. Ponadto rozwiązania takie nie byłyby wcale optymalne, zwłaszcza przy adoptowaniu poszczególnych układów z różnych opracowań. Bezpieczniejsze byłoby wytypowanie całego systemu pamięciowego i przyjęcie takich jego układów, których wzajemna współpraca już została sprawdzona. Nie ulega wątpliwości, że w danym systemie pewne układy mogą być rozwiązywane nieoptymalnie i dlatego wybrane układy powinny stanowić syntezę rozwiązań najkorzystniejszych, z uwzględnieniem problemu wzajemnego dopasowania.

#### Literatura

- [1] SAWICKI Z., RYŻKO J.: Podstawowe właściwości cienkich warstw magnetycznych stosowanych w pamięciach EMC. Nowości Techniczne IMM, Nr 4/1967.
- [2] SAWICKI Z.: Bloki nośnika informacji na drutach magnetycznych pamięci EMC. Nowości Techniczne IMM, Nr 3/1967.
- [3] FEDDE G.A.: Plated Wire Memories - Univac's Bet to Replace Toroidal Ferrite Cores. Electronics, Nr 10/1967.

- [4] GIANOLA U.F., J. Appl. Phys. vol. 29, s. 849, 1958.
- [5] LONG T.P.: Electrodeposited Memory Elements for a Nondestructive Memory. J. Appl. Phys., Suppl. to vol. 31, Nr 5/1960.
- [6] DANYLCHUK J., PERMSKI A.J., SAGEL M.W.: Plated Wire Magnetic Film Memories. Proc., Intermag Conf., 1964, s. 5.4.1-6.
- [7] FUTAMI K., OSHIMA S., KAMIBYASHI T.: The Plated Wire Memory Matrix. Proc. Intermag Conf. 1964, s. 5.1.1-6.
- [8] WAABEN S.: High-speed Plated Wire Memory System. IEEE Trans. vol. EC-16, Nr 3/1967.
- [9] MAEDA H., MATSUSHITA A., TOHASHIMA M.: Woven Wire Memory for NDRO System. IEEE Trans. on El. Comp., vol. EC-15, Nr 4/1966.
- [10] Finished Good. Electronics Abroad. Electronics 16.IX.1968.
- [11] KEFELAS J.H.: Design of Half-million Bit Wire Memory. IEEE Trans., vol. MAG-3, Nr 2, VI.1967.
- [12] Plated Wire Memory Orders Increase. Industry News. Computer Design, Nr 11/1968.
- [13] Memories on a Wire. Electronics Review. Electronics, 30.V.1965.
- [14] CALLISTER J.P., CHONG C.F.: A 500-nanosecond Main Computer Memory Utilizing Plated-wire Elements. Proc. Fall Joint Comp. Conf., 1966.
- [15] FEDDE G.A.: Plated Wire - a Long Shot that's Paying off. Electronics, 11.X.1968.
- [16] CHONG C.F., MOSENKIS R., HANSON D.K.: Engineering Design of a Mass Random Access Plated Wire Memory. Proc. of Fall Joint Computer Conference, 1967.
- [17] BUTLER A.: Hardware Men Get Together. Data Systems, IX.1967.
- [18] Memorable Memory. Electronics Abroad. Electronics, Nr 1/1968.
- [19] Memory Stacks up as a Rugged Item. New Subassemblies. Electronics, 8.VII.1968.
- [20] FLORES R.A.: Weaving Wires for Aerospace Jobs. Electronics, 11.XI.1968.
- [21] ISHIDATE T.: Design of a 100-nanosecond Read-cycle NDRO Plated Wire Memory. Proc. of Fall Joint Computer Conference, 1968.
- [22] Plated Wire Production Capability. Computer Design, XII.1968.
- [23] Plated Wire Memory Stacks. New Products. Computer Design, I.1969.
- [24] Memory Cycles in 200 ns. Electronics, 13.X.1969.
- [25] Series 1000 Standard Plated Wire Memory Stacks and an Evaluation Plated Wire Memory Plane. Philips Product Note. 1969.
- [26] Plated Wire Memory Holds 73728 Bits. What's New for Digital Data Handling. Control Engineering. XI.1969.
- [27] Plated Wire Memory. New Products. Computer Design. XII.1969.
- [28] Plated Wire Memory Dept. Created Industry News. Computer Design, XI.1969.

- [29] Plated Wire Memory Plane. New Products. Computer Design, XI.1969.
- [30] FEDDE G.A., CHONG C.F.: Plated Wire Memory - Present and Future IEEE Trans., MAG 4, Nr 3, IX.1968.
- [31] MEIER D.A.: Rods Like Wires, Act Like Cores. Electronics, 11.XI. 1968.
- [32] NCR Registers Increased Production, Sales, Gets into EDP Mainstream. Datamation, Nr 8/1969.
- [33] OHNIGIAN S. i inni: Design of Integrated Selection and Recirculation Circuitry for a High-speed, Low-power, Magnetic Thin-film Memory. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-1, Nr 1, IX.1966.
- [34] WILDER R.J.: Core Memory Sense Amplifier Designs Using an Integrated Dual Comparator. Fairchild Appl. Report, v. 1966.
- [35] IC Device Reads Wire Memories. New Semiconductors. Electronics Nr 21/1968.
- [36] On one Chip: A Plated-wire Hardened Sense Amplifier. Electronics, 24/1969.
- [37] Core Drivers are IC-compatible. Electronics, 5/1969.
- [38] TALLEY J., WHITTEKIN B.: An IC Driver for Magnetic Memory Systems. Computer Design, V.1969.
- [39] KLAUZNICER Z., RYŻKO J.: Wybrane układy wzmacniaczy odczytu pamięci ferrytowych. ETO Nowości, Nr 3-4/1969.



Mgr inż. Jerzy EKNER  
Instytut Maszyn Matematycznych

621.315.682

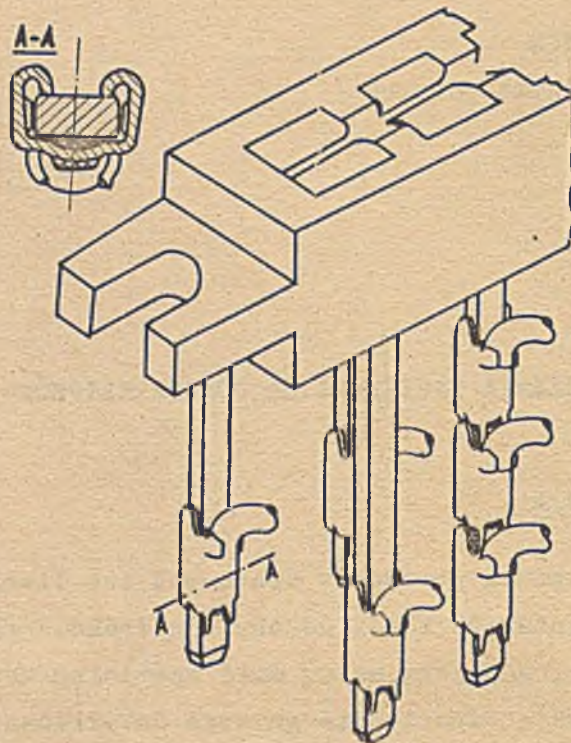
## POŁĄCZENIA ZACISKANE ZA POMOCĄ KLIPSÓW

### 1. Ogólne informacje

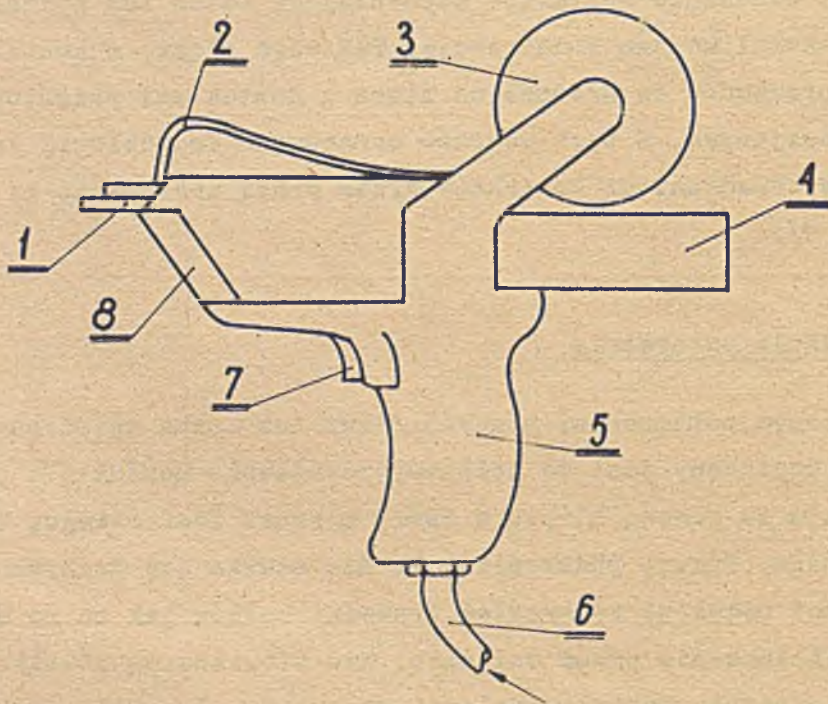
W przypadku łączenia przewodów drutowych lub linek schematowych z wyprowadzeniami kontaktów złącz do obwodów drukowanych, za pomocą technologii zaciskania, kontakty muszą mieć specjalną konstrukcję. Wyprowadzenia kontaktów mają odpowiednie gniazda do wkładania zaciskanych przewodów. Jeden kontakt może mieć zazwyczaj najwyżej dwa gniazda, a więc można połączyć z kontaktem tylko dwa przewody. Obudowy omawianych złącz, z uwagi na osadzenie kontaktów zapewniające łatwe ich wyjmowanie, mają bardziej skomplikowaną konstrukcję. Tak więc złącza z kontaktami do zaciskania przewodów są droższe od złącz z kontaktami przystosowanymi do połączeń owijanych. Z tych powodów opracowano technologię łączenia przewodów z wyprowadzeniami kontaktów złącz przez zaciskanie za pomocą klipsów /rys. 1/.

### 2. Konstrukcja połączenia

W omawianym połączeniu, przewód /drut lub linka splecione z cienkich drucików/ dociskany jest do kołka-wyprowadzenia kontaktu o przekroju prostokątnym za pomocą klipsu z taśmy z brązu fosforowego, cynowanego lub złoconego. Należy podkreślić, że nie stawia się żadnych ograniczeń na wielkości promieni zaokrągleń krawędzi kołków jak to ma miejsce przy technologii łączenia przez owijanie. Nie stawiane są również szczególne wymagania odnośnie rodzaju izolacji przewodów. Przewody mogą być w izolacji typu PCV, teflonowej lub w izolacji realizowanej przez pokrycie warstwą lakieru.



Rys. 1. Połączenia zaciskane za pomocą klipsów wykonane na wyprowadzeniach kontaktów płaskiego złącza do obwodów drukowanych



Rys. 2. Narzędzie /pistolet/ do wykonywania połączeń zaciskanych za pomocą klipsów:  
1 - kowadło, 2 - przewód w izolacji, 3 - szpula z przewodem,  
4 - siłownik pneumatyczny, 5 - uchwyt, 6 - przewód sprężonego powietrza,  
7 - przycisk zaworu na wlocie do cylindra siłownika,  
8 - magazyn klipsów



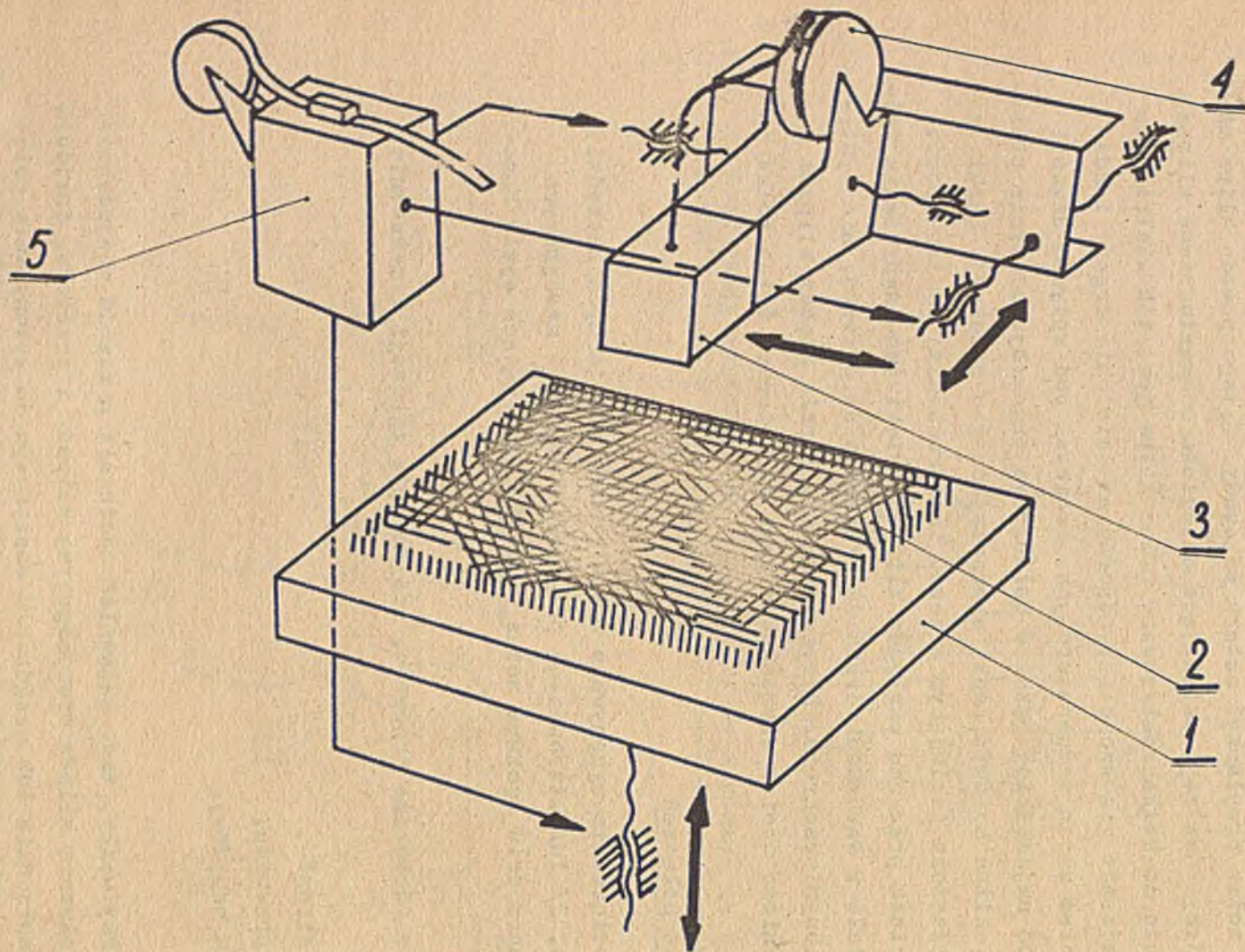
Wymiary zewnętrzne klipsów jak również wymiary elementów narzędzi nasuwających klipsy na kołki są tak małe, że powyższa technologia może być stosowana w przypadku łączenia przewodów z wyprowadzeniami kontaktów złącz, rozstawionymi co 2,5 mm. Do jednego kołka-wyprowadzenia kontaktu złącza można przyłączyć cztery przewody. Z tego powodu klips ma od góry jakgdyby dwa rogi ustalające odległość od sąsiedniego klipsa. Docisk przewodu do kołka realizowany przez klips jest tak wielki, że zapewnia połączenie gazoszczelne, odporne na działanie drgań i uderzeń, jak również zmian temperaturowych. Ponieważ pod wpływem drgań i uderzeń przewód najczęściej pękał w osłabionym przekroju odcięcia płaszcza izolacji, klips ma dwie łapki wzmacniające ten przekrój. Łapki zaciskane na płaszczy izolującym przewód unieruchamiają w ten sposób osłabiony odcinek przewodu względem klipsa. Dzięki temu naprężenia zginające, powstałe w warunkach drgań działających na przewód, nie występują w osłabionym przekroju. Dla zwiększenia tarcia między klipssem a kołkiem zapewniono docisk elementów klipsa do czterech ścian kołka.

### 3. Wykonywanie połączeń

Omawiane połączenia wykonywane są za pomocą specjalnych narzędzi ręcznych /rys. 2/ lub sterowanych programowo urządzeń maszynowych /rys. 3/. W narzędziu ręcznym można wyróżnić następujące węzły konstrukcyjne:

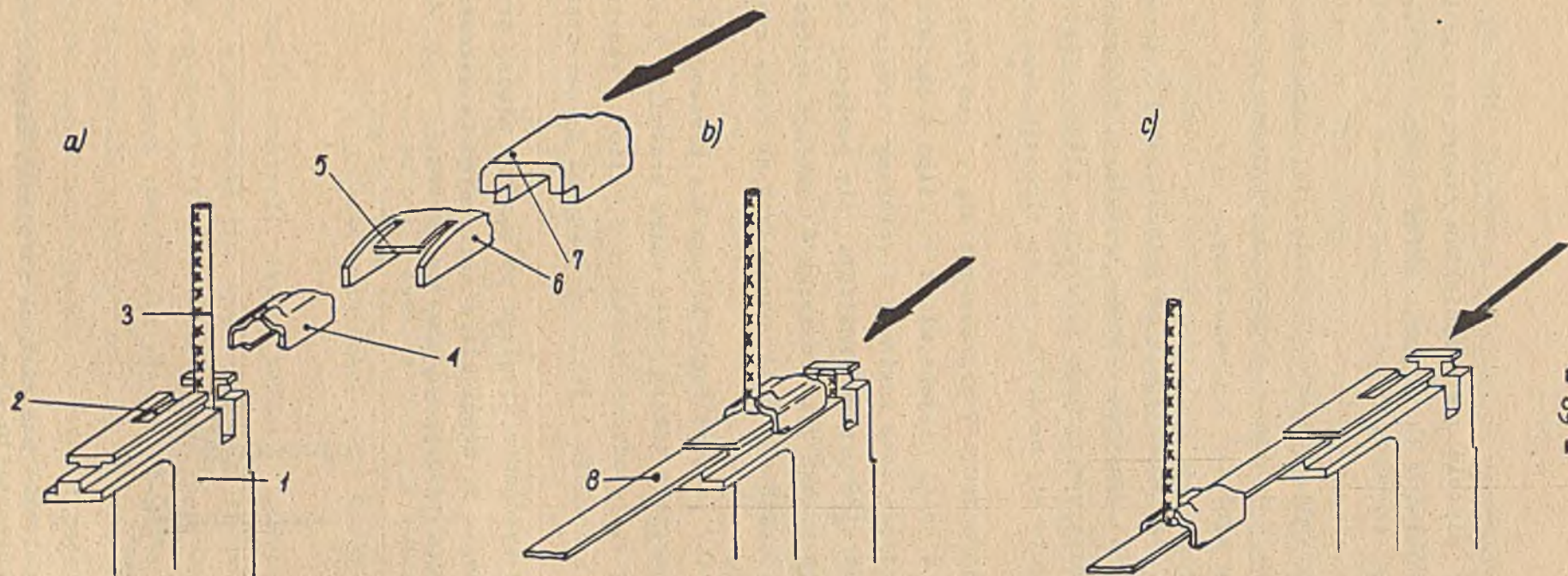
- . mechanizm odcinania przewodu, zdejmowania izolacji i nasuwania klipsa,
- . magazyn klipsów,
- . magazyn przewodu,
- . mechanizm napędowy,
- . uchwyt.

Pierwsze trzy węzły, tzn. mechanizm odcinania przewodu zdejmowania izolacji i nasuwania klipsa oraz magazyny klipsów i przewodu, znajdują się w każdym narzędziu lub urządzeniu maszynowym do wykonywania połączeń zaciskanych. Mechanizmem napędowym jest najczęściej siłownik pneumatyczny. W narzędziach do wykonywania napraw mechanizm napędowy jest realizowany przez układ dźwigni poruszanych siłą ręki. Uchwyt narzędzi



Rys. 3. Urządzenie maszynowe do wykonywania okablowania bloków, przy zastosowaniu połączeń zaciskanych:

1 - stół przesuwający się wzdłuż osi pionowej, 2 - płyta tylna bloku z wystającymi wyprowadzeniami kontaktów złącz, 3 - głowica wykonująca połączenia zaciskane, 4 - szpula z przewodem, 5 - czytnik taśmy dziurkowanej lub kart dziurkowanych



Rys. 4. Działanie węzła - mechanizmu odcinającego przewód, zdejmującego izolację oraz zaciskającego klips:

a - Pierwsza faza operacji zaciskania:

1 - kowadło, 2 - rowek kowadla z krawędziami tnącymi zdzierającymi izolację z przewodu, 3 - przewód, 4 - klips, 5 - krawędź tnąca suwaka, 6 - tłocznik, 7 - suwak, 8 - wyprowadzenie kontaktu złącza

b - Druga faza operacji zaciskania,

c - Trzecia faza operacji zaciskania

ręcznych ma kształt kolby pistoletu z przyciskiem zaworu na wlocie do cylindra siłownika pneumatycznego lub z przyciskiem będącym ramieniem dźwigni.

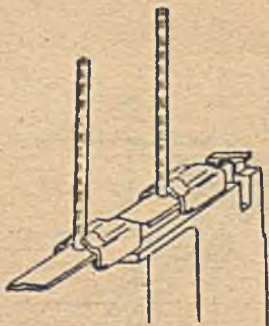
Mechanizm odcinania przewodu, zdejmowania izolacji i nasuwania klipsa pokazany jest na rys. 4. W działaniu mechanizmu, podczas wykonywania operacji zaciskania, można wyróżnić 3 główne fazy.

W fazie pierwszej /rys. 4a/ - następuje odwiniecie z rolki i wetknięcie przez pracownika końca przewodu w otwór kowadła 1. Tłocznik 6 i suwak 7 znajdują się w skrajnym martwym położeniu. Klips 4 jest wysunięty z magazynu i znajduje się na drodze ruchu tłoczniaka 6.

W drugiej fazie operacji - suwak 7 przesuwając się w lewo /rys. 4b/ popycha tłocznik 6, który z kolei popycha klips 4. Klips 4 naciska na przewód 3. Przewód jest w ten sposób wyginany i wciskany w rowek kowadła widoczny na rys. 4. Tak więc przewód znajduje się pomiędzy kowadłem a klipsem. Dalszy ruch suwaka 7 i tłoczniaka 6 powoduje odcięcie za pomocą krawędzi tnącej 5 przewodu 3 od pozostałych na rolce zwoi.

W fazie trzeciej /rys. 4c/ podczas ruchu klipsa 4 i przewodu 3 wzdłuż kowadła izolacja przewodu zostaje zdarta przez ostre krawędzie rowka 2. Ponieważ kowadło dotyka do wyprowadzenia kontaktu 8, klips 4 ześlizgując się wraz z przewodem 3 z kowadła 1 jest nasuwany na wyprowadzenie 8.

Jeśli istnieje potrzeba wykonania drugiego połączenia między przewodem na tym samym wyprowadzeniu 8, drugi klips naciskając na wykonane uprzednio połączenie przesuwa je w lewo /rys. 5/.

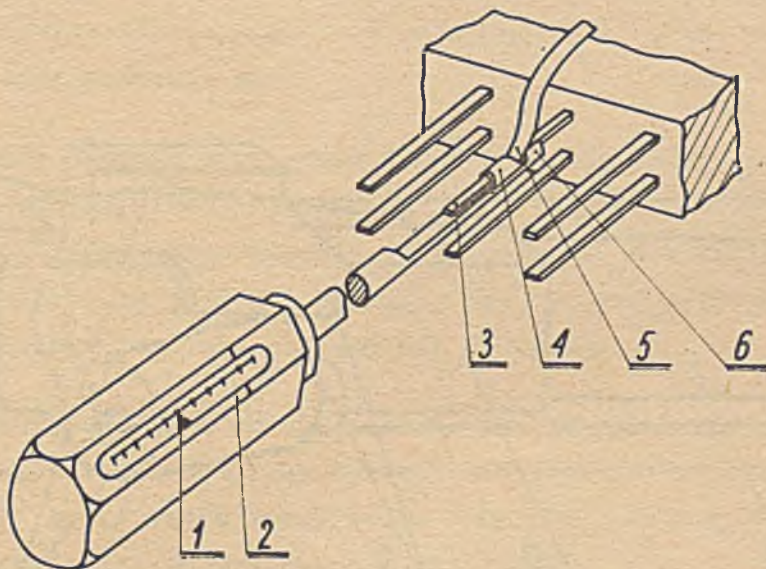


Rys. 5. Wykonywanie dwóch połączeń zaciskanych za pomocą klipsów, na jednym wyprowadzeniu kontaktu złącz

#### 4. Kontrola jakości i poprawności wykonania połączeń

Jakość wykonywanych połączeń zależy przede wszystkim od używanych narzędzi i stosowanych klipsów. Kontrola jakości wykonanego połączenia polega na obciążeniu klipsa siłą skierowaną wzdłuż osi wyprowadzenia kontaktu złącza i obserwacji czy pod jej działaniem nie następuje poślizg klipsa względem wyprowadzenia kontaktu.

Do kontroli połączeń używa się narzędzia przedstawionego na rys. 6. Zaczep ściągający klips połączony jest z dynamometrem sprężynowym. Ciągnąc za uchwyt, pracownik sprawdzający połączenia obserwuje wskazania dynamometru. Klips nie może się przesunąć przy założonym wskazaniu dynamometru.



Rys. 6. Przyrząd do sprawdzania jakości połączeń  
1 - wskaźnik dynamometru, 2 - uchwyt przyrządu z rysą oznaczającą założoną siłę, 3 - wyprowadzenie kontaktu złącza, 4 - klips, 5 - przewód okablowania, 6 - chwyt przyrządu

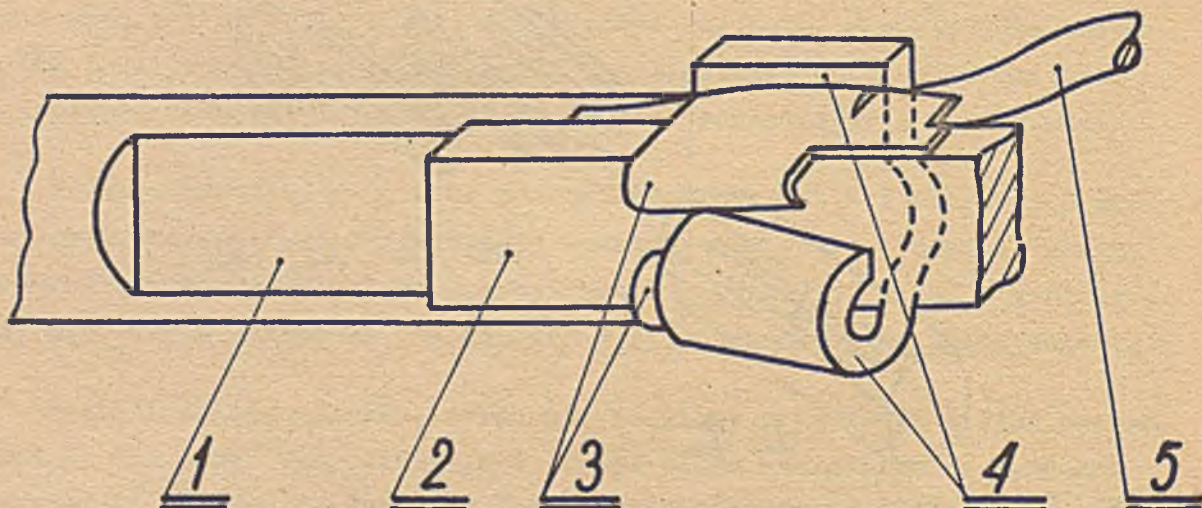
Oprócz kontroli jakości połączeń sprawdza się jeszcze poprawność łączenia przewodów tzn. czy odpowiedni przewód połączony jest z odpowiednim wyprowadzeniem kontaktu złącza. Kontrola poprawności przeprowadzana jest przez specjalnego pracownika, który sprawdza zgodność wykonanego okablowania z dokumentacją techniczną. Praca kontrolera może być usprawniona przez nagranie na taśmę magnetofonową tzw. listy połączeń. Słuchając odtwarzanego z taśmy czytania listy połączeń Kontroler śledzi wzrokiem odpowiednie przewody w okablowaniu.

## 5. Zmiana błędnie doprowadzonego przewodu

Zmiana przewodu błędnie doprowadzonego do wyprowadzenia kontaktu złącza może być przeprowadzona dwoma sposobami.

Pierwszy sposób może być stosowany w wypadku, gdy na wyprowadzeniu kontaktu złącza jest miejsce na wykonanie dodatkowego połączenia. Wystarczy wówczas odciąć błędny przewód od klipsa, a następnie wykonać nowe połączenie zaciskane dodatkowego przewodu z wyprowadzeniem kontaktu złącza.

Drugi sposób polega na ściągnięciu klipsa z wyprowadzenia kontaktu złącza za pomocą narzędzia pokazanego na rys. 7. Przewód ze zlikwidowanego połączenia, po odcięciu końca, może być powtórnie dołączony do właściwego wyprowadzenia kontaktu.



Rys. 7. Przyrząd do usuwania połączeń

1 - przyrząd, 2 - wyprowadzenie kontaktu złącza,  
3 - klips, 4 - zakończenie przyrządu, 5 - przewód

## 6. Urządzenia automatyczne do wykonywania okablowania bloków, przy zastosowaniu połączeń zaciskanych

Urządzenia automatyczne do połączeń zaciskanych sterowane są programowo. Najczęściej program zapisany jest na 8-mio kanałowej taśmie dziurkowanej lub na kartach dziurkowanych. Na rys. 3 pokazano schematycznie

takie urządzenie. Głowica wykonująca połączenia zaciskane przesuwa się wzdłuż osi prostokątnego układu współrzędnych XY, ewentualnie wzdłuż przekątnej prostokąta opartego na tych osiach. Stół z zamocowanym na nim panelem ze złączami do pakietów może wykonywać ruchy wzdłuż osi pionowej. Podczas pracy przewód do wykonywania okablowania odwijany jest ze szpuli, a klipsy pobierane są z zasobnika.

Po ustawieniu głowicy nad wybranym wyprowadzeniem kontaktu złącza jest wykonywane połączenie zaciskane. Następnie głowica przesuwa się po najkrótszej drodze do drugiego wyprowadzenia kontaktu /z którym poprzedni ma być połączony/, ciągnąc za sobą przewód. Oznacza to, że okablowanie prowadzone jest metodą "od punktu do punktu". Po zatrzymaniu głowicy nad właściwym punktem, przewód jest odcinany i jego koniec za pomocą klipsa łączony jest z wyprowadzeniem kontaktu. Po zakończeniu operacji, głowica przesuwa się nad następne wg programu wyprowadzenie kontaktu i cykl powtarza się.

Produkowane obecnie urządzenia maszynowe pozwalają wykonywać okablowanie płyt tylnych bloków o wymiarach 56 x 102 cm. Raster, według którego umieszczone są wyprowadzenia kontaktów, może być metryczny lub calowy pod warunkiem, że jest nie mniejszy niż 2,5 mm, a tolerancja położenia wyprowadzenia jest nie większa niż 0,025 mm.

W wypadku wykonywania okablowania za pomocą opisanego urządzenia automatycznego nie ma potrzeby sprawdzania poprawności połączeń. Kontroli podlega tylko taśma z zapisanym programem, według którego jest sterowane urządzenie do wykonywania okablowania.

## 7. Niektóre zagadnienia ekonomiczne automatycznego wykonywania okablowania

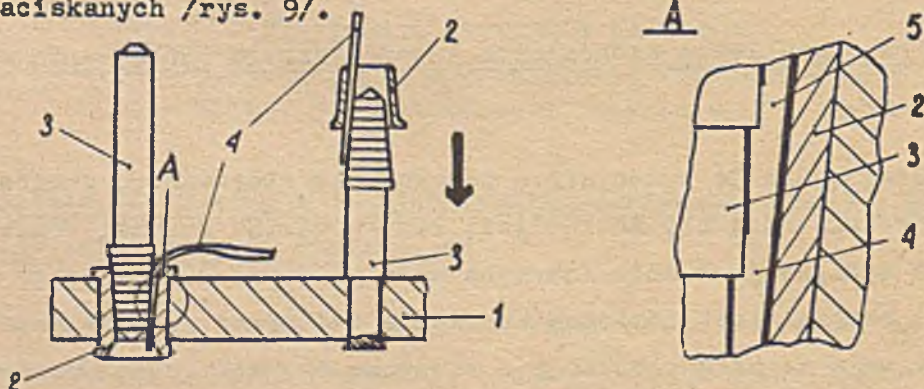
Cena urządzenia do wykonywania okablowania sterowanego programowo z taśmy dziurkowanej czy kart - jest raczej bardzo wysoka. Ponieważ wydajność maszyny jest duża /maszyna może pracować 20 h w ciągu 1 doby/, jest rzeczą nieekonomiczną kupowanie jej przez zakłady przemysłowe, które mają za małą produkcję w stosunku do możliwości urządzenia. Z tego względu organizowane są specjalne zakłady montażowe wykonujące

usługowe prace okablowania bloków wytwarzanych przez inne fabryki urządzeń elektronicznych.

Dopiero w takich warunkach przy pełnym wykorzystaniu mocy produkcyjnej maszyny i założeniu jej amortyzacji w ciągu 7 lat, całkowity koszt wykonania jednego połączenia /tzn. łącznie z kosztem kontroli/ jest niższy od kosztu połączenia wykonanego ręcznie.

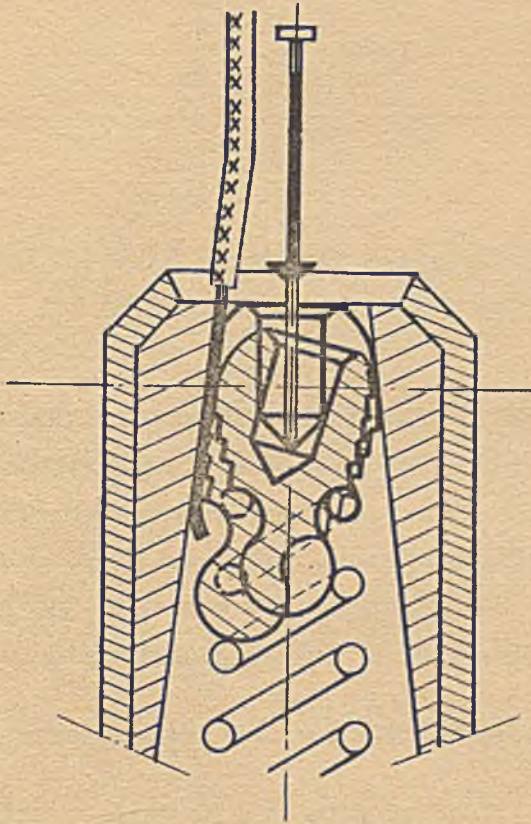
### 8. Inne połączenia zaciskane

Oprócz wyżej opisanych połączeń zaciskanych stosowane są inne połączenia zaciskane za pomocą tulejek, kołków itp. Na rys. 8 przedstawiono przykładowe połączenie kablowe. Drut w izolacji jest wkładany w nit ze stożkowym otworem i zaciskany za pomocą również stożkowego kołka. Na kołku stożkowym wykonane są wręby, których ostre krawędzie przecinają izolację. Dzięki temu zbyteczny jest zabieg zdejmowania izolacji podczas operacji wykonywania połączenia. Jak wynika z rysunku w płytce może być zamocowany nit z otworem stożkowym, albo kołek. W wypadku kołka zamocowanego w płytce elementem dociskającym jest tulejka. Rodzaj połączenia, w którym kołek jest nieruchomy, stosowano przez pewien czas przy łączeniu przewodów z wyprowadzeniami kontaktów złącz do obwodów drukowanych. Po opracowaniu bardziej praktycznych połączeń zaciskanych za pomocą klipsów, koncepcja połączeń zaciskanych przedstawionych na rys. 8 znalazła zastosowanie przy montowaniu laboratoryjnych urządzeń elektronicznych. Dopracowano jedynie zagadnienie szybkiego rozłączania przewodów, co jest istotne w pracach laboratoryjnych. Z tego powodu opracowano konstrukcję elementu do realizowania szybko rozłączanych połączeń zaciskanych /rys. 9/.



Rys. 8. Połączenie zaciskane realizowane przez stożkowy kołek i tulejkę





Rys. 9. Szybkorozłączne połączenie zaciskane

Literatura

- [1] Termi-Point Verbindungsprogramm. Eine neuartige Lösung der Punkt-zu-Punkt Verdrahtungsmethode: Deutsche AMP G.m.b.H. für lötfreie Anschlusstechnik, 607 Langen bei Frankfurt/Main /NRF/.
- [2] FRB Connectron. 20, Avenue Gabriel Péri, 92, Gennevilliers /Francja/: Salon International des Composants Electroniques 1969 /Catalogue/.
- [3] STALLER J.J., SIDERS G.: The Packaging Revolution, Part II: Design and Manufacturing Overlap. Electronics, November 1, 1965.



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

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

Zamieszczane prace można ująć w następujące grupy tematyczne:

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

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

1. KONSTRUKCJA, TECHNOLOGIA I PRODUKCJA EMC

DAŃDA Jerzy	Perspektywy techniki maszyn cyfrowych	1/67
ŚWIĄTKOWSKI Zbigniew	Uwagi w sprawie EMC opartej o nanosekundową technikę krzemową	2/67
GROSZYŃSKI Jan RELUGA Jan	Maski fotograficzne dla nowych konstrukcji półprzewodnikowych	2/67
MIKA Mirosław	Elastyczne złącza międzywarstwowe dla obwodów drukowanych z laminatu dwustronnie foliowanego	3/67

EKNER Jerzy	O technologii montażu modułów i podsystemów mikroelektronicznych stosowanej w zakładach produkcyjnych International Computers A. Tabulatores Ltd	1/68
DAŃDA Jerzy FIETT Jerzy	Postępy automatyzacji wytwarzania maszyn cyfrowych	1,2,3/68
MIKA Mirosław	Zastosowanie półprzewodnikowych układów scalonych do konstrukcji EMC. Część I, II	2,3/68
EKNER Jerzy	O technologii łączenia przewodów z wyprowadzeniami kontaktów złącz przez zaciskanie	3/68
DUDEK Zbigniew	Organizacja i opis funkcjonalny specjalistycznej maszyny cyfrowej GEO-1	3/68
ZIEMKIEWICZ Andrzej	Systemy EMC z punktu widzenia szybkich pamięci	4/68
GŁOWACKI Bartłomiej	Współczesne systemy cyfrowe. Część I Część II	4/68 2/69
EKNER Jerzy	Połączenia owijane w maszynach cyfrowych	2/69
TURSKI Andrzej	Przegląd metod otrzymywania warstw epitaksjalnych krzemu	2/69
MIKA Mirosław	Lutowanie dwu- i wielowarstwowych płytek drukowanych	2/69
EKNER Jerzy	Giętkie płaskie kable	3-4/69
ZAGÓRNY Stanisław	Niektóre aspekty systemów zasilania EMC	3-4/69
ŚWIĄTKOWSKI Zbigniew	Pomiary funkcjonalne scalonych mikroukładów cyfrowych	3-4/69
WĘGORZEWSKI Wiesław	Możliwość zastosowania elementów GUNNA w maszynach matematycznych	1/70
EKNER Jerzy	Połączenia zaciskane za pomocą klipsów	1/70
<b>2. PAMIĘCI EMC</b>		
SAWICKI Zygmunt	Zagadnienie stałego nośnika informacji perspektywicznych pamięci maszyn cyfrowych	2/67

NOWAK Eugeniusz SZMYD Józef	Pamięci zewnętrzne maszyn matema- tycznych	2/67
SAWICKI Zygmunt	Bloki nośnika informacji na drutach magnetycznych pamięci EMC	3/67
SIKORSKI Andrzej DAŃDA Jerzy	Badanie i kontrola ferrytowej pamię- ci operacyjnej	3/67
RYŻKO Jan	System 2.5 D na tle dotychczasowego rozwoju pamięci ferrytowych	3/67
PARVI Stefan	Głowice wielośladowe z podparciem aerodynamicznym dla pamięci bębnowej o dużej pojemności	3/67
NOWAK Eugeniusz	Standaryzacja pamięci bębnowych w ra- mach RWPg	4/67
WRZESZCZ Zdzisław	O pewnej realizacji tranzystorowego układu nieliniowego	4/67
SAWICKI Zygmunt	Bloki nośnika informacji na płaskich warstwach magnetycznych	4/67
SAWICKI Zygmunt RYŻKO Jan	Podstawowe właściwości cienkich warstw magnetycznych stosowanych w pamię- ciach EMC	4/67
KWIATKOWSKI Antoni	Magnetyczne warstwy rejestrujące dla pamięci bębnowych: stan obecny i ich ulepszenie	4/67
SAWICKI Zygmunt	Pewne aspekty techniczno-ekonomiczne szybkich pamięci masowych	1/68
SAWICKI Zygmunt	Bloki nośnika informacji na elemen- tach nadprzewodzących /kriotronach/	1/68
WRZESZCZ Zdzisław RYŻKO Jan DAŃDA Jerzy	Projekt standardu dotyczącego mate- riałów, rdzeni i ramek pamięci ope- racyjnych EMC	1/68
SAWICKI Zygmunt	Kryteria oceny i dynamiczne metody pomiarowe parametrów drutów magne- tycznych	2/68
DAŃDA Jerzy WRZESZCZ Zdzisław	Hardware i software techniczno-funk- cjonalnych systemów pamięciowych	2/68
KLAUZNICER Zofia	Analiza kosztów ferrytowych pamięci operacyjnych w systemach 2.5 D i 3 D	2/68
WERNER Tadeusz	Pamięć wirtualna maszyny cyfrowej i algorytmy zamiany	2/68

KWIATKOWSKI Antoni	Metaliczne warstwy magnetyczne wytwarzane w procesie chemicznego osadzenia bezprądowego	4/68
KALINOWSKI Wacław ROTH Mirosław	Wybrane zagadnienia mechaniki pamięci dyskowych	4/68
RYŻKO Jan	Właściwości rdzeni stosowanych w nowoczesnych pamięciach ferrytowych	4/68
KULIKOWSKI Jacek SAWICKI Zygmunt RYŻKO Jan	Niestabilność czasowa niektórych właściwości cienkich cylindrycznych warstw magnetycznych	4/68
SAWICKI Zygmunt	Badanie płyt pamięci na drutach magnetycznych	4/68
NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt	Pamięci optyczne	1/69
DAŃDA Jerzy	System do badania pamięci operacyjnych i stałych	1/69
SIKORSKI Andrzej	Pamięci stałe	1/69
RYŻKO Jan	Wpływ parametrów rdzeni na obszar pracy pamięci koincydencyjnej	1/69
KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA Józefa KWIATKOWSKI Antoni	Ferromagnetyczny dwutlenek chromu /CrO <sub>2</sub> / - nowy materiał magnetyczny do wytwarzania warstw rejestrujących	3-4/69
NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt	Pamięci kriogeniczne	3-4/69
KLAUZNICER Zofia RYŻKO Jan	Wybrane układy wzmacniaczy odczytu pamięci ferrytowych	3-4/69
RYŻKO Jan	Elektroniczne pamięci na drutach magnetycznych	1/70

### 3. URZĄDZENIA WPROWADZANIA I WYPROWADZANIA INFORMACJI

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

PATRYN Ryszard	Rejestratory magnetyczne	3/68
PATRYN Ryszard	Koncepcja układu fonicznego wyjścia maszyny cyfrowej	2/69
RELUGA Jan	Optyczne przetworniki analogowo-cyfrowe /Zastosowanie w krajowych urządzeniach cyfrowych/	3-4/69

#### 4. PROGRAMOWANIE

BOROWIEC Jan	Język PL/I: nowe cechy i elementy wyższych języków programowania	1/69
ŁĄCKA Maria ZÓRSKI Zbigniew	System JS /dla UMC-10/	3/68

#### 5. RÓŻNE

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





## SPIS TREŚCI ETO NOWOŚCI ZA ROK 1969

• Cyfrowa technika krzemowa S-50		Nr 2	s.	96
• DAŃDA Jerzy	System do badania pamięci operacyjnych i stałych	Nr 1	s.	65-88
• EKNER Jerzy	Giętkie płaskie kable	Nr 3-4	s.	117-139
• EKNER Jerzy	Połączenia owijane w maszynach cyfrowych	Nr 2	s.	55-78
• GŁOWACKI Bartłomiej	Współczesne systemy cyfrowe. Część 2	Nr 2	s.	3-23
• KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA Józefa KWIATKOWSKI Antoni	Ferromagnetyczny dwutlenek chromu /CrO <sub>2</sub> / - nowy materiał magnetyczny do wytwarzania warstw rejestrujących	Nr 3-4	s.	141-152
• KLAUZNICER Zofia RYŻKO Jan	Wybrane układy wzmacniaczy odczytu pamięci ferrytowych	Nr 3-4	s.	59-100
• KWIATKOWSKI Antoni	patrz: KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA Józefa KWIATKOWSKI Antoni Ferromagnetyczny dwutlenek chromu /CrO <sub>2</sub> / - nowy materiał magnetyczny do wytwarzania warstw rejestrujących	Nr 3-4	s.	141-152
• MIKA Mirosław	Lutowanie dwu- i wielowarstwowych płytek drukowanych	Nr 2	s.	79-95
• NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt	Pamięci kriogeniczne	Nr 3-4	s.	41-58
• NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt	Pamięci optyczne	Nr 1	s.	3-34
• PATRYN Ryszard	Koncepcja układu fonicznego wyjścia maszyny cyfrowej	Nr 2	s.	25-34
• RELUGA Jan	Optyczne przetworniki analogowo-cyfrowe /Zastosowanie w krajowych urządzeniach cyfrowych/	Nr 3-4	s.	101-116

- |                        |  |        |    |         |
|------------------------|--|--------|----|---------|
| . RYŻKO Jan            | Wpływ parametrów rdzeni na obszar pracy pamięci koïncydencyjnej                              | Nr 1   | s. | 89-113  |
| . RYŻKO Jan            | patrz: KLAUZNICER Zofia, RYŻKO Jan<br>Wybrane układy wzmacniaczy odczytu pamięci ferrytowych | Nr 3-4 | s. | 59-100  |
| . SAWICKI Zygmunt      | patrz: NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt<br>Pamięci kriogeniczne                               | Nr 3-4 | s. | 41-58   |
| . SAWICKI Zygmunt      | patrz: NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt<br>Pamięci optyczne                                   | Nr 1   | s. | 3-34    |
| . SIKORSKI Andrzej     | Pamięci stałe  | Nr 1   | s. | 35-64   |
| . Spis treści          | ETO NOWOŚCI za rok 1968  | Nr 1   | s. | 115-117 |
| . ŚWIĄTKOWSKI Zbigniew | Pomiary funkcjonalne scalonych mikroukładów cyfrowych  | Nr 3-4 | s. | 19-40   |
| . TURSKI Andrzej       | Przegląd metod otrzymywania warstw epitaksjalnych krzemu                                     | Nr 2   | s. | 35-54   |
| . ZAGÓRNY Stanisław    | Niektóre aspekty systemów zasilania EMC  | Nr 3-4 | s. | 3-17    |

Warunki prenumeraty:

Cena prenumeraty krajowej:

rocznie - z $\dot{z}$ .100.-

Prenumeraty przyjmowane s $\dot{a}$  do dnia 10 grudnia na rok nast $\acute{e}$ pny.

Prenumerat $\acute{e}$  na kraj dla czytelnik $\acute{o}$ w indywidualnych przyjmuj $\acute{a}$  urz $\acute{e}$ dy pocztowe oraz listonosze.

Czytelnicy indywidualni mog $\acute{a}$  dokonywa $\acute{c}$  wp $\acute{l}$ at r $\acute{o$ wnie $\acute{z}$  na konto PKO Nr 1-6-100020 - Centrala Kolporta $\acute{z}$ u Prasy i Wydawnictw "Ruch" Warszawa, ul. Wronia 23.

Wszystkie instytucje pa $\acute{n}$ stwowe i spo $\acute{l}$ eczne mog $\acute{a}$  zamawia $\acute{c}$  prenumeraty wy $\acute{k}$ o $\acute{z}$ nie za po $\acute{s}$ rednictwem Oddzi $\acute{a}$ k $\acute{o}$ w i Delegatur "Ruch".

Prenumerat $\acute{e}$  ze zleceniem wysy $\acute{l$ ki za granic $\acute{e}$ , kt $\acute{o}$ ra jest o 40% dro $\acute{z}$ sza od krajowej, przyjmuje Biuro Kolporta $\acute{z}$ u Wydawnictw Zagranicznych "Ruch" Warszawa, ul. Wronia 23 konto PKO Nr 1-6-100024 tel. 20-46-88.

Egzemplarze zdezaktualizowane mo $\acute{z}$ na naby $\acute{c}$  w Punkcie Wysy $\acute{l$ kowym Prasy Archiwalnej "Ruch" - Warszawa, ul. Nowomiejska 15/17, konto PKO Nr 114-6-700041 VII O/M Warszawa.

Cena zł. 25.-